BERLIN
FUNK-
TECHNIK
A 3109 D
Karlsruhe
8
1966
2. APRILHEFT

SIEMENS

Kaltleiter

	...tur	Anfangs-widerstand	Endwiderstand		
	T_N °C	R_A* Ω	R_E kΩ	T_E	
...C11	30	70	> 70	120	
...-C11	50	60	> 60	140	
		35	> 35	160	
		60	> 60	180	
		80	> 80	270	3
		60	> 60	120	50
		55	> 55	140	50
		40	> 40	160	50
P 390–C12	110	55	> 55	180	50
P 330–C13	50	25	> 25	140	60
P 350–C13	70	15	> 15	160	60
P 390–C13	110	25	> 25	180	60
P 350–C14	70	3	> 3	160	10
390–C14	110	5	> 5	180	1
350–C15	70	12	> 12	160	
90–C15	110	22	> 22	180	
-C16	110	1000	> 1000	180	
21	50	70	> 70	140	

Siemens-Kaltleiter sind elektrische Widerstände aus halbleitender ferroelektrischer Keramik. Sie besitzen in einem bestimmten Temperaturbereich einen hohen positiven Temperaturkoeffizienten.

Ihre besonderen Eigenschaften erschließen zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten, die sich in zwei Hauptgruppen aufteilen lassen:

1. Fremderwärmte Kaltleiter
Hierbei wird die starke Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes für Meß- und Regelaufgaben benutzt. Die durch den Meßstrom im Kaltleiter umgesetzte Leistung wird vernachlässigbar klein gehalten. Durch seinen steilen Widerstandsanstieg kann der Kaltleiter bereits selbst eine Schaltfunktion übernehmen.

2. Eigenerwärmte Kaltleiter
Der Kaltleiter erwärmt sich durch die in ihm umgesetzte elektrische Leistung. Er kann z. B. als Überlastungsschutz, als Fühler für Flüssigkeitspegel oder Stromkonstanthalter verwendet werden.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE · MÜNCHEN

263-014

FUNK-TECHNIK

RUNDFUNK · FERNSEHEN
PHONO · HI-FI-TECHNIK
MAGNETTON · AMATEURFUNK
MESSTECHNIK · ELEKTRONIK

AUS DEM INHALT

2. APRILHEFT 1966

gelesen · gehört · gesehen 260

FT meldet 262

Kommunikation 265

Fernsehen

UHF-Tuner mit Diodenabstimmung 266

Farbfernsehen

Getrennte Erzeugung der Hochspannungs- und Ablenkleistung für die Farbbildröhre A 63-11 X 268

Persönliches 273

Meßtechnik

NF-Voltmeter mit Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren 274

Sternwarte Bochum empfängt Bildsignale des Wettersatelliten „Essa 2" 274

Farbfernsehen

Einführung in die Farbfernsehtechnik ..... F 1

Ablenkmittel für Farbfernsehgeräte 275

Rundfunk

Mittelwellen-Transistormischstufe mit Stromverteilungsregelung 279

Antennen

UHF-„XC"-Antennen 282

Durch Messen zum Wissen 287

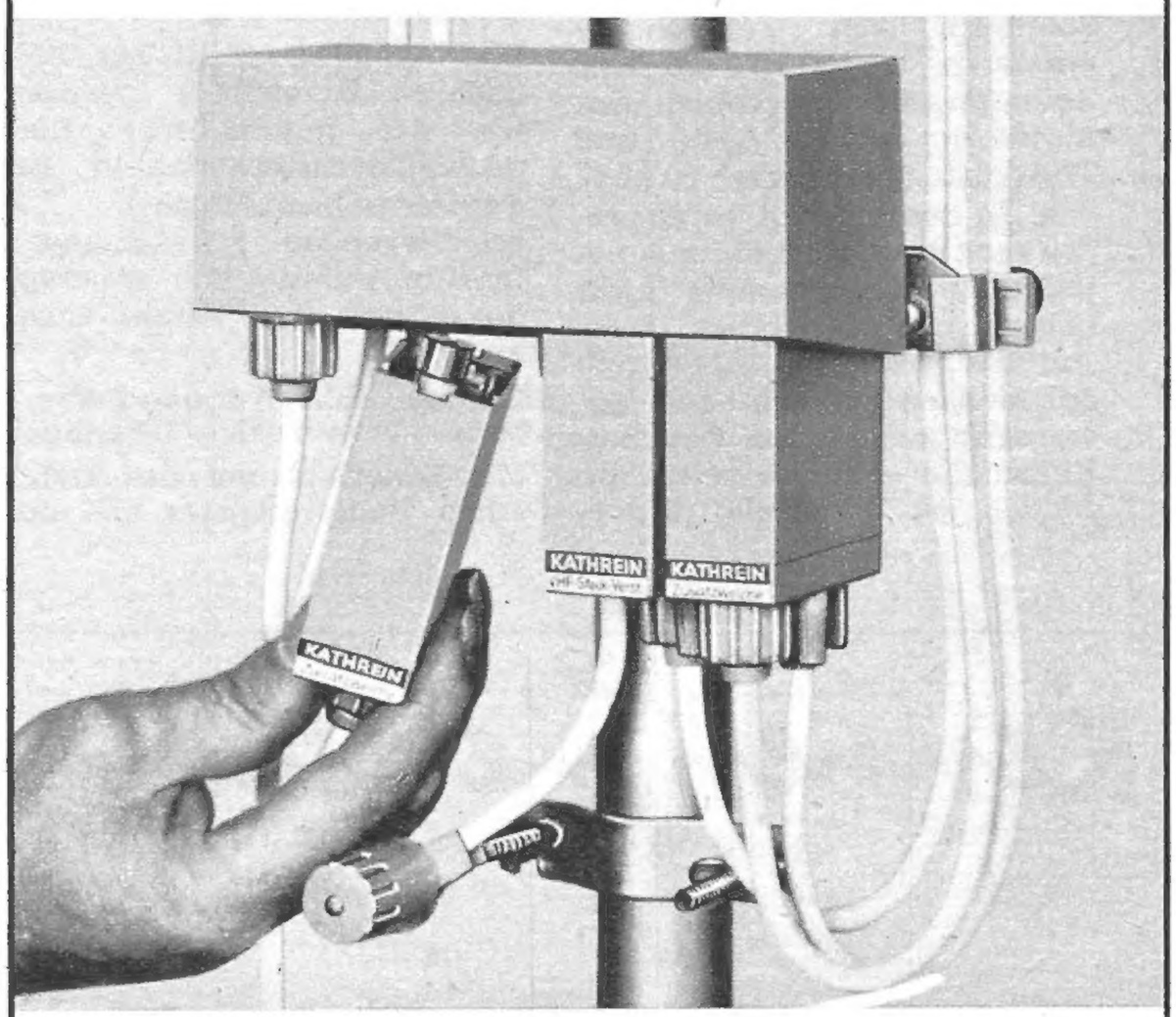
Neue Empfänger 290

Neue Bücher 290

Unser Titelbild: Gedruckte Schaltungen in mehreren Lagen, wie sie für die Siemens-Datenverarbeitungsanlage „4004" verwendet werden, bestehen aus vier oder sechs übereinanderliegenden Leitebenen, die den früher benutzten Verdrahtungen überlegen sind Aufnahme: Siemens-Pressebild

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 258, 263, 264, 281, 283, 285, 286, 291 und 292 ohne redaktionellen Teil

Ein Schritt voraus mit Kombi STECK



Kennen Sie auch das Problem der kleinen Gemeinschafts-Anlagen? Große Verstärker sind teuer, bei kleinen Typen ist die Montage zu umständlich und zu schwierig. Aber jetzt gibt es dafür eine Lösung: Das neue KATHREIN-Kombisteck-System! Aber das Kombisteck-System kann noch mehr! Es kann auch als vielseitig kombinierbares Weichensystem verwendet werden, und als Kleinverstärker für Einzelanlagen. Noch mehr Einzelheiten über das Kombisteck-System finden Sie in unserer Druckschrift F 380.
Wir halten sie für Sie bereit!

Nr. F 0160366

MESSE HANNOVER Halle 11 · Stand 40, Halle 15 · Stand 1911

KATHREIN

A. KATHREIN 82 ROSENHEIM
Älteste Spezialfabrik für Antennen und Blitzschutzapparate
Postfach 260 Telefon (0 80 31) 38 41

Zehn Jahre magnetische Bildaufzeichnung

Der 14. April 1956 war ein historischer Tag in der Geschichte der magnetischen Informationsspeicherung. An diesem Tage führte eine kleine und damals nur wenig bekannte Firma – die *Ampex Corporation*, Redwood City, Calif. – auf einer Tagung der National Association of (Radio and Television) Broadcasters' in Chicago den Fernsehexperten zum ersten Male einen auch für den praktischen Einsatz brauchbaren Videorecorder vor. Damit war eine seit Jahren erhobene und immer dringender gewordene Forderung der amerikanischen Fernsehleute erfüllt, eine einfache und betriebssichere Einrichtung zum Speichern von Fernsehprogrammen zu haben, um den Zeitunterschied zwischen den Stationen an der Ost- und Westküste überbrücken zu können. In den seitdem vergangenen zehn Jahren ist die magnetische Bildaufzeichnung nicht nur ein unentbehrliches Hilfsmittel für den Programmbetrieb der meisten Fernsehsender geworden, sondern sie hat auch Eingang in andere Bereiche gefunden wie Forschung, Unterricht, Medizin, Industrie, Sport und Raumfahrt.

Tagung der UER in Jerusalem

Vom 29. bis 31. März 1966 tagte erstmals eine Kommission der Europäischen Rundfunk-Union (UER) in Jerusalem. Auf Einladung des israelischen Rundfunks „Kol Israel" hielt die Programmkommission Hörfunk, in der alle europäischen und zahlreiche außereuropäische Länder vertreten sind, ihre Vollversammlung ab. Auf der Tagesordnung stand insbesondere die weitere Zukunft der Internationalen Radio-Woche. Ferner ein Projekt unter dem Titel „Europäische Konzerte".

Westinghouse erteilt Lizenzen für Farbfernsehempfänger-Entmagnetisierung

Westinghouse erteilt zur Zeit anderen Herstellern Lizenzen für das automatische Entmagnetisierungsverfahren bei Farbfernsehempfängern. Die grundlegenden Entwicklungen hierfür wurden von *Westinghouse* 1956 zum Patent angemeldet.

Datenfernübertragung Offenbach — New York — Offenbach

Mit Unterstützung des Deutschen Wetterdienstes und der Deutschen Bundespost hat *Telefunken* auf einer ewa 12 000 km langen von Offenbach über New York nach Offenbach fest durchgeschalteten Verbindung umfangreiche Datenübertragungsversuche vorgenommen. Verwendet wurden hierbei zwei *Telefunken*-Phasenmodems „PhM 2400/1200/600" und zwei *Telefunken*-Datenübertragungselektroniken „DUE 300". Datenquelle war ein Lochstreifenleser, und zur Datenausgabe in dieser Leitungsschleife diente ein Lochstreifenstanzer.

Die Messungen und praktischen Versuche mit Übertragungsgeschwindigkeiten von 600, 1200 und 2400 bit/s, die ohne besondere Datensicherungsverfahren durchgeführt wurden, ergaben eine Bit-Fehlerwahrscheinlichkeit von nur etwa 10^{-5}.

Radarhöhenmesser für Astronauten

Westinghouse entwickelt zur Zeit einen Radarhöhenmesser für die Mondlandung amerikanischer Astronauten, der nur knapp 4 kg wiegen soll. Der Höhenmeßbereich ist 100 bis 60 000 Fuß. Der Höhenmesser wird zu 80 % aus integrierten Schaltkreisen bestehen. Ein funktionsfähiges Muster soll der NASA in diesem Monat zur Erprobung übergeben werden.

Neuer Schalttransistor

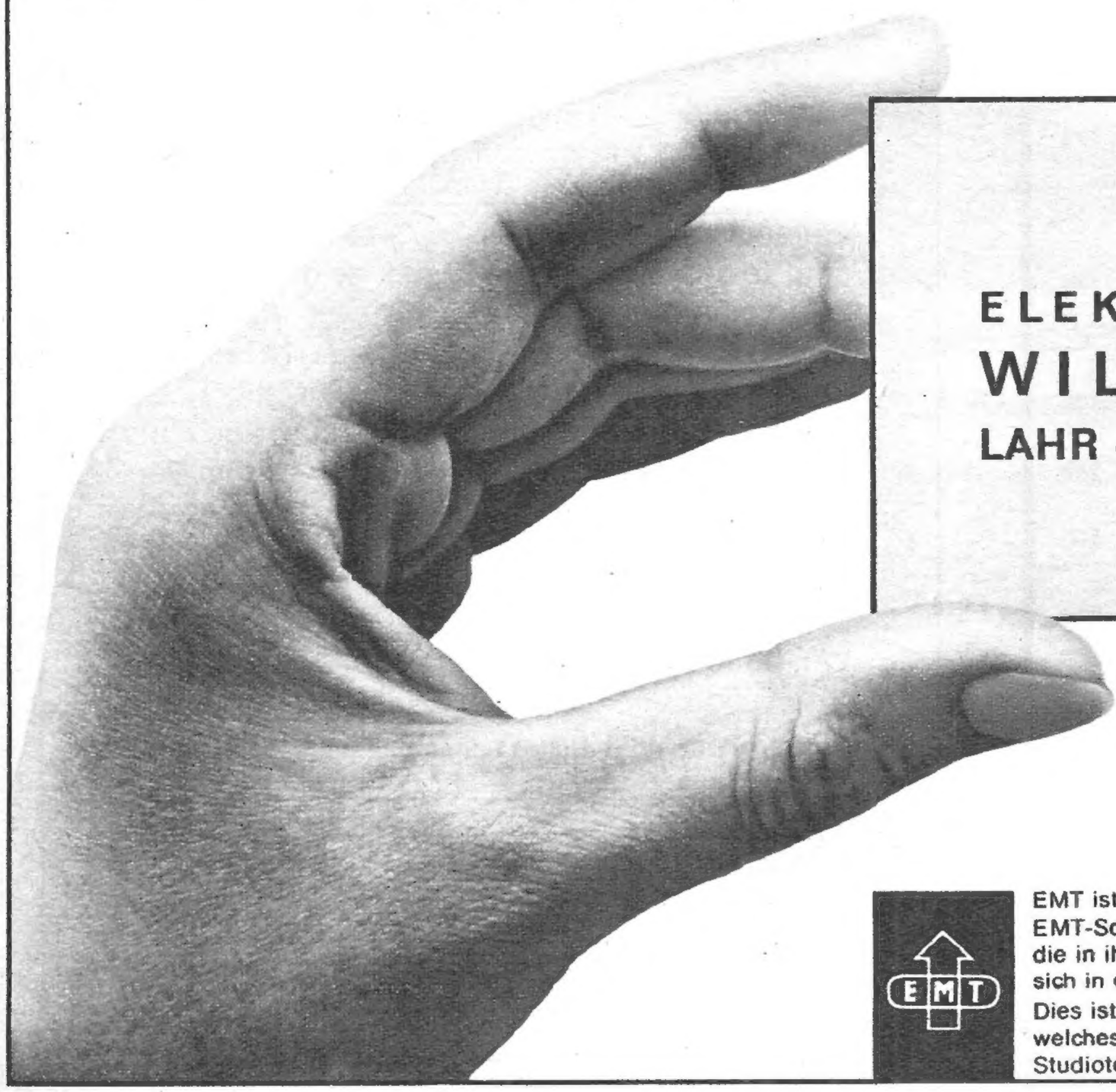
SGS-Fairchild hat die Fertigung des *npn*-Silizium-Schalttransistors C 434 aufgenommen, der sich durch hohe Transitfrequenz (f_T = 100 MHz bei I_C = 0,5 A) und niedrige Sättigungsspannung (U_{CER} = 0,7 V bei I_C = 10 A) auszeichnet. Die mittlere Stromverstärkung ist 100 bei I_C = 2 A, die Abschaltzeit bei I_C = 10 A ist 0,6 µs. Der im TO-3-Gehäuse lieferbare Transistor hat eine maximale Verlustleistung von 15 W bei 100 °C Gehäusetemperatur.

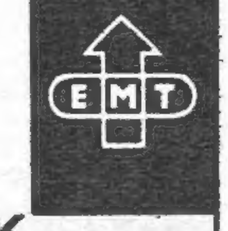
Stereo-Steuertruhen „Bolero 101" und „Bolero-Studio 101"

Mit den neuen Stereo-Steuertruhen „Bolero 101" und „Bolero-Studio 101" stellt *Telefunken* zwei auf Stahlrohrgestellen stehende Flachtruhen vor, in denen neben dem Steuergerät auch ein Schallplattenabspielgerät eingebaut ist. Die Lautsprecher sind, um möglichst gute Stereo-Wirkung zu erreichen, getrennt anzuschließen.

Die „Bolero 101" enthält das Chassis des Transistor-Stereo-

Kennen Sie schon unsere Neuheiten?



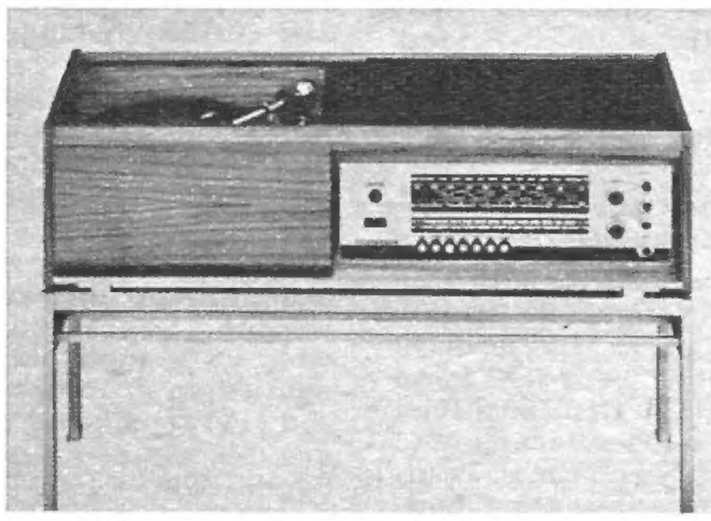


ELEKTROMESSTECHNIK
WILHELM FRANZ
LAHR · MÜNCHEN · WETTINGEN

EMT ist seit Jahren in der Studiotechnik ein Begriff. EMT-Schallplattenspieler, STUDER-Magnetton-Geräte und die in ihrer Art beispiellose EMT-Nachhallplatte haben sich in den Studios aller Erdteile bewährt.
Dies ist aber nur ein Ausschnitt aus unserem Vertriebsprogramm, welches wir ständig erweitern und das eine fortschrittliche Studiotechnik repräsentiert.

Bitte besuchen Sie uns auf der Messe Hannover, Halle 10, Erdgeschoß, Stand 553

Empfängers „Operette 2650" mit 2 × 7,5 W Musikleistung sowie den Plattenwechsler „TW 506". Das in hellem Nußbaum oder geöltem Teak lieferbare Gehäuse liegt auf einem mattverchromten und zerlegbaren Stahlrohrgestell. Ein kunststoffbeschichteter Metalldeckel öffnet, nach rechts geschoben, das Spielerfach. Der Möbelcharakter wird noch durch die im geöffneten Zustand einschiebbare Klappe auf der Skalenseite der Truhe betont. Im geschlossenen Zustand



ist sie daher als technischer Gegenstand nicht zu erkennen. Die unentbehrlichen Anschlüsse für Netz und Lautsprecher lassen sich von unten einfädeln und unauffällig an einem Stahlrohrfuß absteigend verlegen. Eine furnierte Klappe verdeckt Stecker und Buchsen. Die flache Bauart und die abschirmende Wirkung der großen Metallflächen erfordern spezielle eingebaute Antennen, zum Beispiel eine Teleskopantenne für UKW- und KW-Empfang, während für MW- und LW-Empfang die übliche Ferritantenne ausreicht. Zusätzlich wird ein auslegbarer optimal angepaßter 240-Ohm-Faltdipol als Zimmerantenne mitgeliefert.

Die gleich ausgeführte Stereo-Steuertruhe „Bolero-Studio 101" hat als Empfangsteil ebenfalls das Chassis der „Operette 2650", jedoch mit der „Opus-Studio"-Endstufe, die 2 × 25 W Musikleistung abgibt und dem Hi-Fi-Normentwurf DIN 45 500 entspricht. Als Plattenspieler ist der „Hi-Fi-210 TV" mit Magnetsystem und Entzerrervorverstärker eingebaut. Beide Steuertruhen haben die Abmessungen 95 cm × 59,5 cm × 36 cm (Höhe der Truhen ohne Fußgestell 23,5 cm).

Operette im Stereo-Rundfunk

Mit Carl Zellers „Vogelhändler" unternimmt der Westdeutsche Rundfunk die erste Stereo-Produktion einer Operette. Die Aufnahmen begannen Anfang April im Großen Sendesaal des Kölner Funkhauses.

Das Kölner Rundfunk-Orchester spielt unter Leitung von Franz Marszalek, der Kölner Rundfunkchor singt unter Leitung von Herbert Schernus. Solisten sind Renate Holm, Mimi Coertse, Reinhold Bartel, Kurt Großkurth, Willy Hofmann und Ernst Schütz.

Philicorda-Alben

Die Musikverlage *Sikorski* in Hamburg haben Ende vergangenen Jahres vier zusätzliche „Philicorda"-Alben auf den Markt gebracht, und zwar „Divertissements", „Music for Entertainment", „Popular Music" und „Album Classique". Somit stehen nun insgesamt fünf Alben für Freunde des elektronischen Musikinstrumentes zur Verfügung.

Diese Musik-Alben sind über den einschlägigen Musikalien-Handel zu beziehen. Auf Grund des Erfolges, den das Instrument „Philicorda" auf dem deutschen Markt hat, sind für die nächste Zeit weitere Ausgaben in Zusammenarbeit mit der *Deutschen Philips GmbH* geplant.

Durchführungskondensatoren „180 D"

Sprague erweiterte das Tantalkondensatoren-Programm um die „Tantalex"-Durchführungskondensatoren der Serie „180 D", die mit verschiedenen Kapazitätswerten zwischen 60 und 3,9 µF sowie den Nennspannungen 50 und 75 V lieferbar sind. Diese Kondensatoren haben die Abmessungen 17,5 mm × 7,94 mm ⌀ und sind mit axialen Draht- oder Lötfahnenanschlüssen erhältlich, über die ein maximaler Gleichstrom von 5 A bei 85 °C und von 2 A bei 125 °C geführt werden kann.

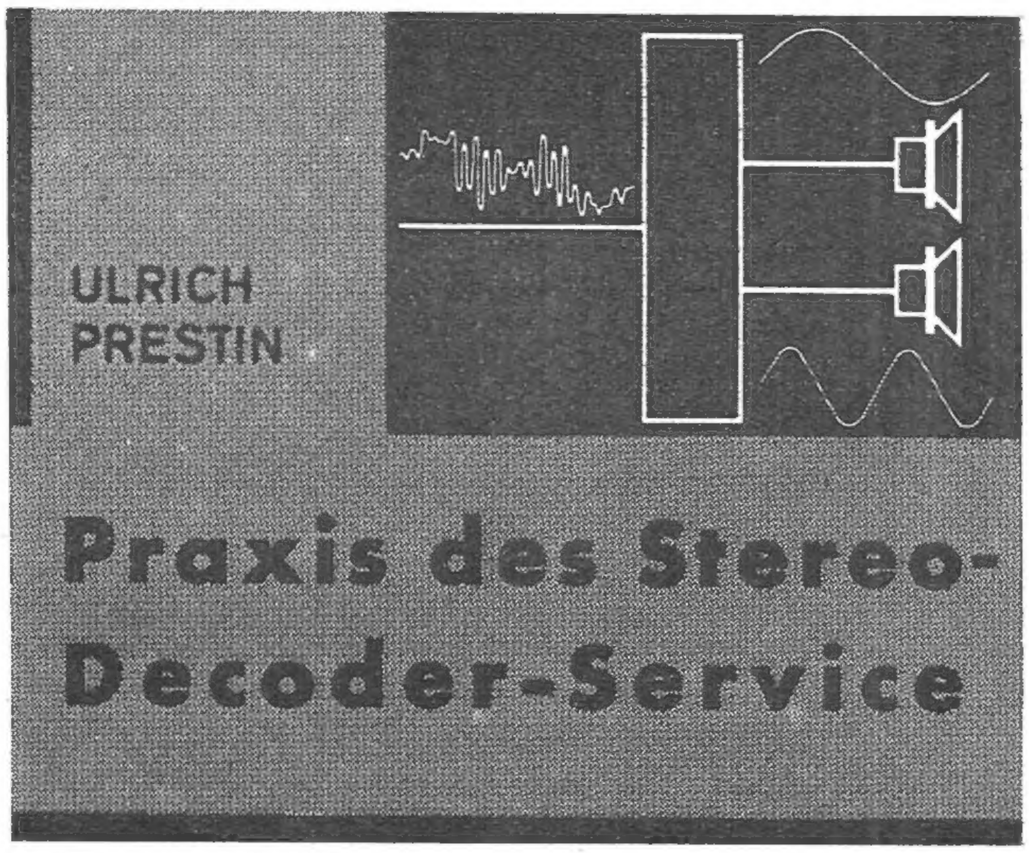
VALVO BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

U-Kerne, UI-Kerne und Jochringe aus Ferroxcube

Für alle Größen von Fernsehempfängern liefert Valvo U- und UI-Kerne aus Ferroxcube 3C6 und Jochringe aus Ferroxcube 3C2.
Ferroxcube 3C6 ist ein Mangan-Zink-Ferrit mit hoher Sättigung, niedrigen Kernverlusten und günstigem Temperaturverhalten, das für die Verwendung in Zeilentransformatoren entwickelt wurde. Daher ist es gleichermaßen für große und kleine U- und UI-Kerne geeignet. Geringe Kernverluste vermindern die unerwünschte Erwärmung großer Kerne, bilden aber auch die Voraussetzung für den Einsatz kleiner Kerne in transistorbestückten Fernsehempfängern mit niedrigen Betriebstemperaturen.
Jochringe für Ablenkeinheiten mit ihrer der Bildröhre angepaßten Kelchform werden in lackierter und unlackierter Ausführung geliefert.

VALVO GMBH HAMBURG

Q 0366/707



Die Broschüre soll die wegen des vorläufigen Mangels an praktischen Erfahrungen entstehende Kluft überbrücken helfen, um von vornherein die Voraussetzungen für einen systematischen und damit rationellen Ablauf der Kundendienstarbeiten zu schaffen.

INHALT

Allgemeines zum Kundendienst an Stereo-Rundfunkempfängern
Elektrische Anforderungen an Stereo-Decoder und grundsätzliche Fehlermöglichkeiten
Prüfung von Stereo-Rundfunkempfängern
Messungen an Stereo-Rundfunkempfängern
Typische Fehlerquellen
Ausrüstung eines Service-Meßplatzes

70 Seiten · 62 Bilder **Broschiert 7,80 DM**

Ein Urteil von vielen . . . .

„. . . Ein im Kundendienst erfahrener Mitarbeiter einer bekannten Empfängerfabrik hat hier alles zusammengefaßt, was man zum Einarbeiten in die Servicetechnik braucht . . .“ Funkschau Nr. 23/1965

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und im Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE · Postanschrift: 1 BERLIN 52

FT meldet.. FT meldet.. FT meldet.. FT

Große Deutsche Funkausstellung 1967 Berlin

Am 31. März 1966 fand in Berlin die konstituierende Sitzung des Ausstellungsausschusses der Großen Deutschen Funkausstellung 1967 in Berlin statt. Vorsitzender des Ausschusses ist H. L. Stein, Prokurist der SEL, Stuttgart, stellvertretender Vorsitzender Dr. G. Hücking, Geschäftsführer des Fachverbandes Rundfunk und Fernsehen im ZVEI. Dem Ausschuß gehören Vertreter der Sendeanstalten, der Bundespost, der beteiligten Verbände und Industriefirmen, der Berliner Senatsverwaltungen und der Berliner Ausstellungen an. Bei der Sitzung, an der auch der Verbands-Vorsitzende Dir. W. Meyer (Blaupunkt, Hildesheim) teilnahm, wurden allgemeine Fragen der Gestaltung der Funkausstellung 1967 besprochen.

Ordnungsinstanz für das deutsche Fernschulwesen?

Das Ergebnis einer Arbeitstagung der Friedrich-Naumann-Stiftung, die Mitte März in Lauterbach/Hessen beendet wurde, kann man als einen ersten positiven Schritt zur Neuorientierung und Kontrolle des deutschen Fernschulwesens ansehen. Die „Lauterbacher Entschließungen“ sehen eine freiwillige Überprüfung der Lehrtätigkeit der Fernschulen und die Erteilung eines Gütezeichens vor. Fernlehrinstitute und Fernschüler sollen in geeigneter Form beratend in der öffentlichen Ordnungsinstanz vertreten sein; die unternehmerische Freiheit der Institute bleibt unberührt.

Geschäftsergebnis der Braun-Gruppe

Das Ergebnis 1964/65 wird im Geschäftsbericht des Unternehmens als gut bezeichnet. Die Braun AG steigerte den Umsatz um 20,7 % auf 175 Millionen DM. Die Braun-Gruppe (mit in- und ausländischen Beteiligungsgesellschaften) steigerte den Umsatz um 21,2 % auf 210 Millionen DM. Der Export hatte bei gleichbleibender Tendenz zu einem Drittel Anteil am Umsatz der Braun AG (davon ¾ nach Europa, ¼ nach Übersee). Das Jahresergebnis hat um 28,4 % zugenommen. Am Stichtag hatte die Braun AG 2979, die Braun-Gruppe 5387 Mitarbeiter. Für 1965/66 wird eine befriedigende Entwicklung erwartet.

Kräftiger Umsatzzuwachs bei der IBM Deutschland

Um 16,5 % ist der Umsatz der IBM Deutschland im Geschäftsjahr 1965 gegenüber 1964 gestiegen. Er erhöhte sich um 168 Millionen DM auf 1,184 Milliarden D-Mark. In dieser Summe sind 207 Millionen DM Umsätze mit ausländischen IBM-Gesellschaften enthalten.

Die Mitarbeiterzahl erhöhte sich bis zum Jahresende um weitere 2300 Beschäftigte auf mehr als 12 900. Im Entwicklungslabor in Böblingen/Württ., das gegenwärtig erweitert wird, sind allein 700 Mitarbeiter beschäftigt. Die Produktion ist auf die Werke Sindelfingen bei Stuttgart (etwa 6300 Mitarbeiter) und Berlin (etwa 750 Mitarbeiter) verteilt. Außerdem wird bereits in einem Teil des neuen Werkes Mainz gefertigt (zur Zeit etwa 200 Mitarbeiter), das Anfang Mai offiziell in Betrieb genommen wird. 50 IBM-Geschäftsstellen in Deutschland beschäftigen ferner rund 5700 Mitarbeiter, und 30 Rechenzentren mit etwa 900 Mitarbeitern werden zur Zeit in Deutschland unterhalten. Für Schulungskosten wurden allein im Jahre 1965 von der IBM Deutschland mehr als 20 Millionen DM aufgebracht.

Umsatzsteigerung bei Philips

Aufsichtsrat und Vorstand der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken teilen mit, daß im Geschäftsjahr 1965 der Umsatz der Gesellschaft einschließlich des United States Philips Trust 7,545 Milliarden Gulden betrug. Der Umsatz ist im Vergleich zum Jahre 1964 (7,002 Milliarden Gulden) um 8 % gestiegen. Das Betriebsergebnis beträgt 908 Millionen Gulden (Vorjahr 935 Millionen Gulden), der Reingewinn 399 Millionen Gulden (Vorjahr 405 Millionen Gulden). Von diesem Reingewinn werden 170 Millionen Gulden oder 43 % einbehalten. Der ordentlichen Hauptversammlung soll vorgeschlagen werden, für das Geschäftsjahr 1965 eine Dividende von 8,4 % (Vorjahr 8 %) für kumulative gewinnberechtigte Vorzugsaktien und von 18 % (Vorjahr 16 %) für Stammaktien auszuschütten.

Neue Gesellschaftsform bei Preh

Mit Wirkung vom 1. Januar 1966 sind die beiden bisher rechtlich getrennten Firmen „Preh, Elektrofeinmechanische Werke, Jakob Preh Nachf.“ und „Walter Preh, Fabrik für elektrotechnische Erzeugnisse, Arnstein/Ufr.“ in eine Kommanditgesellschaft eingebracht worden. Kommanditisten sind Walter Preh sowie dessen Töchter Hannelore Hildmann, geb. Preh und Ursula Preh. Persönlich haftende, alleinvertretungsberechtigte Gesellschafterin ist die „Walter Preh GmbH“, deren Geschäftsführer Walter Preh ist. Gleichzeitig ist die bisherige Firma „Walter Preh, Fabrik für elektrotechnische Erzeugnisse“ in „Preh Elektrofeinmechanische Werke, Jakob Preh Nachf., Zweigniederlassung Arnstein/Ufr.“ umbenannt worden.

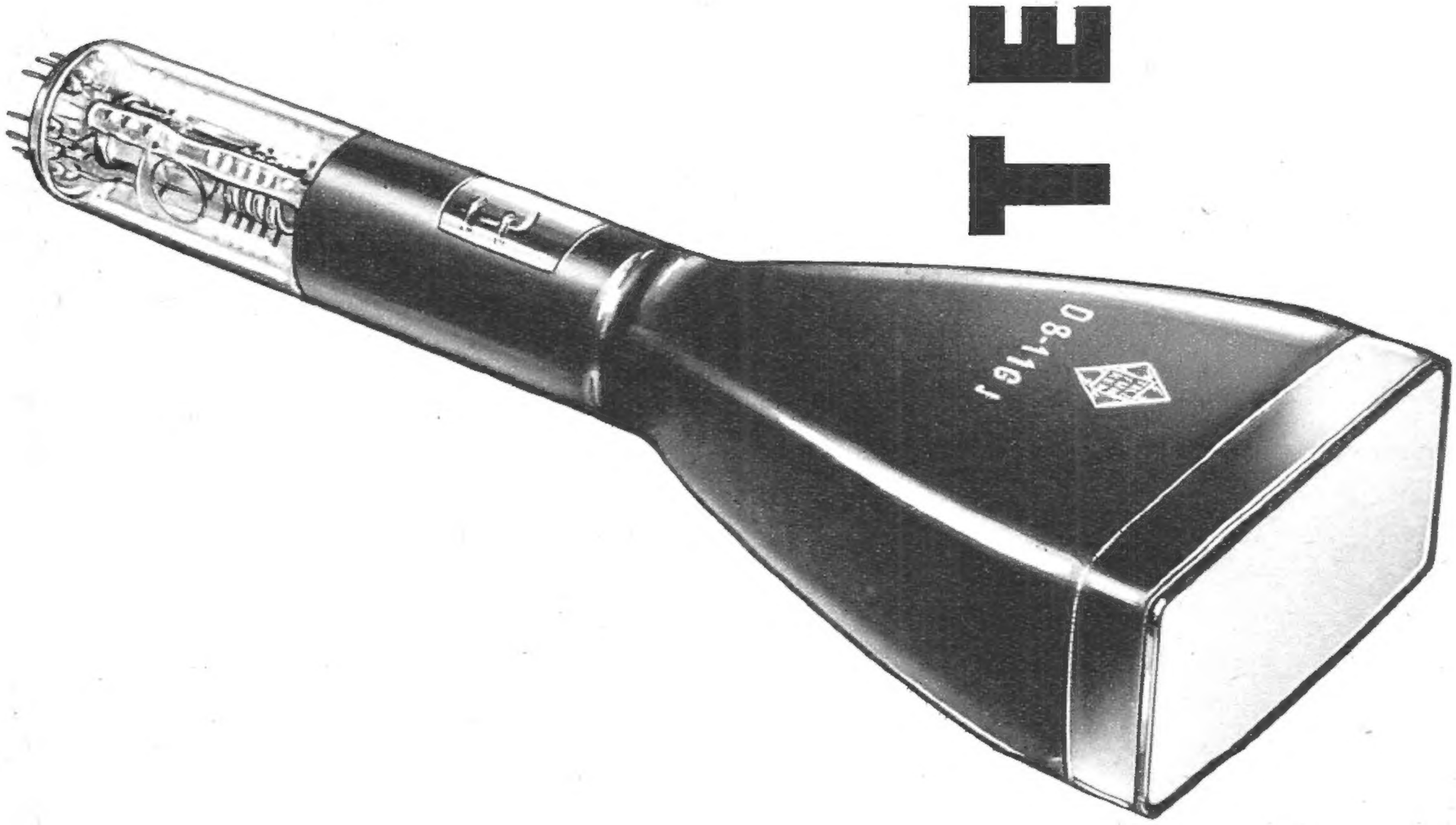
SEL verhandelt mit Ingelen

Verhandlungen zwischen SEL und der Radiofabrik Ingelen – Porzellanfabrik Frauenthal, Figer & Co., Wien, stehen vor dem Abschluß. Es ist vorgesehen, daß SEL den Teil des Wiener Unternehmens, der sich mit der Herstellung und dem Vertrieb von Rundfunk- und Fernsehgeräten befaßt, erwirbt und unter dem Namen „Radiofabrik Ingelen, Figer & Co.“ weiterführt. Die Porzellanfabrik Frauenthal bleibt in dem Besitz der bisherigen Gesellschafter und wird sich verstärkt mit der Fertigung von Bauelementen befassen.

Blaupunkt-Farbfernseh-Grundlehrgänge

Die Reparaturlehrgänge für Techniker des Fachhandels bei Blaupunkt in Hildesheim wurden durch viertägige Farbfernseh-Grundlehrgänge ergänzt. Anmeldungen nehmen alle Blaupunkt-Verkaufsbüros entgegen.

TELEFUNKEN



D 8 – 11 GJ

eine neue TELEFUNKEN Elektronenstrahlröhre
mit geringer Heizleistung für Transistor-
Oszillographen

TELEFUNKEN-Bauelemente für Elektronik
und Nachrichtentechnik
immer zuverlässig und von hoher Präzision

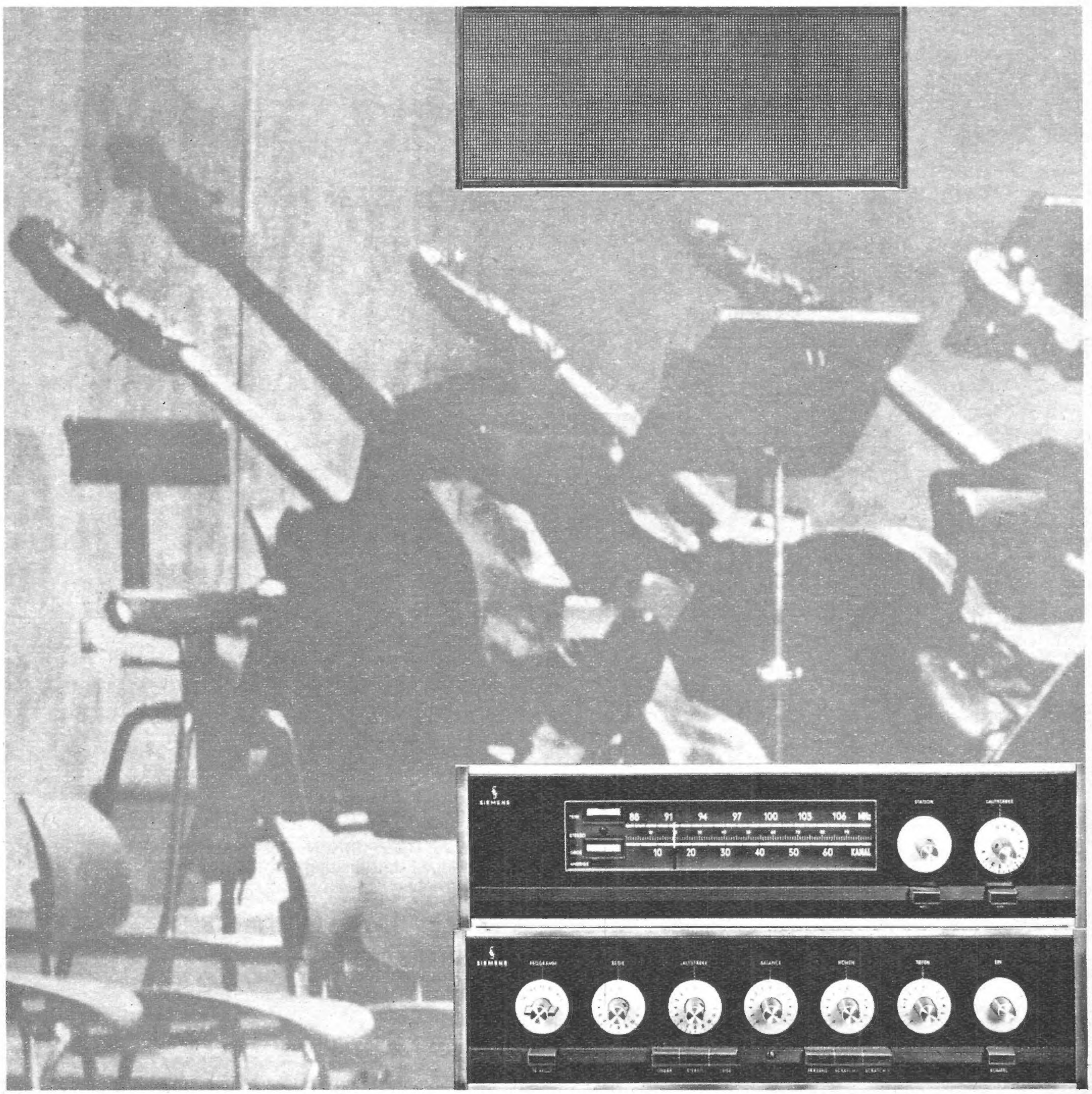
Zur Hannover-Messe 1966, vom 30. April - 8. Mai,
finden Sie uns in Halle 11, Obergeschoß Stand Nr. 1404

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten
TELEFUNKEN Fachbereich Röhren Vertrieb **7900 Ulm**

SIEMENS

Haben Sie schon einen Konzertsaal verkauft?

Vielleicht. Wir wissen es nicht. Was wir aber wissen, ist dieses: Konzertsäle werden nur wenig verlangt – Musik wie im Konzertsaal dagegen sehr häufig.
Wenn Ihre Kunden das wollen, dann führen Sie ihnen die neue Siemens-HiFi-Stereo-Anlage **KLANGMEISTER 80** vor.
Mit 2 x 30 W Ausgangsleistung, einem Wiedergabebereich von 20 bis 20000 Hz und vielen technischen Finessen wurde ein Höchstmaß an naturgetreuer Wiedergabe erreicht.
Die Anlage besteht aus dem Stereo-Tuner RS 80, dem Stereo-Verstärker RV 80 und zwei Lautsprecherboxen RL 80 – gestaltet nach dem Bausteinprinzip.



475010

21. JAHRGANG · 1966 Nr. 8

Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

Kommunikation

Im Jahre 1267 hat Roger Bacon vorgeschlagen, „eine gewisse sympathetische Nadel" (Magnetnadel) für die Nachrichtenübermittlung über größere Entfernungen zu verwenden. Im 16. Jahrhundert beschrieben Porta und Gilbert einen „sympathetischen Telegraphen", und 1746 schickte der Engländer Watson elektrische Signale über fast 3 Kilometer lange Drähte. So zeichnete sich schon sehr früh die Möglichkeit zur unverzüglichen direkten Kommunikation über Entfernungen ab, und erste praktische Erfolge erreichte man bereits zu einem Zeitpunkt, der manchen Nachrichtentechniker erstaunen läßt.

Obwohl Kommunikation hauptsächlich ein soziales Problem ist — der Mensch hat eine Vielzahl von Kommunikationsmethoden entwickelt, die ein Leben in der Gemeinschaft erst ermöglichen — ist sie mit der Technik eng verknüpft. Das menschliche Sprechvermögen sowie Sprache und Schrift sind die bedeutendsten, keineswegs aber die einzigen Kommunikationsmittel. In der Wirtschaft beispielsweise kennt man Verfahren des Austausches materieller Güter und Dienstleistungen; dabei sind Münzen und Wertpapiere die Kommunikationsträger. Daneben gibt es eine große Anzahl von Zeichen, mit deren Hilfe man die soziale Stellung eines Menschen einschätzen, den Straßenverkehr beeinflussen oder eine Wetterprognose stellen kann. So grundverschieden die wenigen Beispiele für den umfassenden Begriff Kommunikation sind, gemeinsam ist allen die Existenz irgendeines Zeichensystems, wobei das Wort „Zeichen" für ein beliebiges zur Kommunikation verwendetes physikalisches Ereignis steht.

Derartige physikalische Zeichen oder Signale als Träger der Kommunikation können also Gedanken und Verhaltensweisen ändern. Die Aufgabe des Nachrichtentechnikers besteht darin, diese Signale mit Hilfe von Systemen wie Fernsprech- und Telegrafennetzen, Rundfunk, Bildfunk und Fernsehen zu übertragen und dabei die Signalform möglichst genau zu erhalten. Die Nachrichtentechnik hat die zeitlich-räumlichen Beschränkungen der menschlichen Kommunikation aufgehoben. Das bedeutet eine Veränderung, deren soziale Auswirkungen außerordentlich tiefgreifend sind.

Obwohl es schon vor rund zweihundert Jahren die erste Telegrafenverbindung gab, hat man erst vor knapp vierzig Jahren mit den ersten Versuchen begonnen, ein mathematisches Maß für die Menge der zu übertragenden Information zu definieren. Dieses Bedürfnis entstand aus der Notwendigkeit, die Kapazität verschiedener Nachrichtenübertragungssysteme genau zu bestimmen, um sie besser ausnutzen zu können. Die aus diesen Anfängen entstandene statistische Kommunikationstheorie oder Informationstheorie, an deren Erarbeitung vor allem C. E. Shannon einen maßgeblichen Anteil hat, befaßt sich mit den Zeichen und deren quantitativem Informationsgehalt. Dabei wird der qualitative Aspekt, also der subjektive Bedeutungsgehalt der übertragenen Information für den Menschen, nicht berücksichtigt.

Eine besondere Rolle spielt in der Informationstheorie die Codierung. Jede beliebige Nachricht läßt sich durch eine binäre Zeichenfolge darstellen, zu deren Aufbau nur zwei verschiedene Zeichenarten notwendig sind. Als Beispiel seien hier das Morsealphabet und die Lochkarte erwähnt. Dieses Prinzip ist nun keineswegs auf Nachrichten in Form von Sprache beschränkt. Vielmehr kann man jede beliebige Zeichenfolge binär codieren, solange sie nach irgendwelchen Regeln geordnet ist, also überhaupt eine Nachricht (zum Beispiel Musik oder Bilder) darstellt. Damit hat man aber den Schlüssel zur Messung des objektiven Informationsgehaltes in Form der zur binären Codierung notwendigen Anzahl von Zweierschritten (Bits) gefunden.

Leider unterliegen alle für die Nachrichtenübertragung verwendeten Kanäle irgendwelchen Störungen, seien es undeutliche Aussprache oder Gehörfehler beim Menschen, Geräusche bei einer Fernsprechverbindung oder das Rauschen bei einer Funkverbindung infolge der statistisch regellosen Wärmebewegung von Ladungsträgern. Soll die zu übermittelnde Nachricht vom Empfänger verstanden werden, dann müssen Sicherheitsvorkehrungen in Form von zusätzlichen Zeichen, die über das unbedingt zur vollständigen Beschreibung notwendige Maß hinausgehen, getroffen werden. Im einfachsten Falle wiederholt man die Nachricht oder Teile von ihr. Diese zusätzliche Information bezeichnet man als Redundanz. Sie ist in den Natursprachen und in der Schrift ohnehin enthalten, sonst könnte man weder verstümmelte Telefongespräche verstehen noch verschiedenartige Handschriften lesen.

Für die Entwicklung der Nachrichtentechnik ergaben sich aus diesen Erkenntnissen viele wertvolle Impulse. Mit Hilfe der übergeordneten informationstheoretischen Betrachtungsweise kann man Übertragungssysteme entwerfen, deren Kapazität und Eigenschaften vorausberechenbar sind. So war es bei der jetzt aktuellen Farbfernsehtechnik möglich, die zusätzliche Farbinformation noch innerhalb der für Schwarz-Weiß-Übertragungen festgelegten Bandbreite unterzubringen, das heißt den Nachrichtenkanal besser auszunutzen. An weiteren Beispielen fehlt es im Zeitalter der Raumfahrt nicht. Man denke nur an die Datenübertragungs- und Telemetriesysteme, bei denen die Nachricht über extreme Entfernungen zur Erde gelangt oder zu interplanetaren Sonden übertragen wird. Aber auch auf unserem Planeten sind riesige Kommunikationsnetze entstanden, ohne die moderne Gesellschaftsformen überhaupt nicht existenzfähig wären und die selbst das individuelle Sicherheitsbedürfnis des Einzelnen berühren.

In dieser notwendigerweise unvollständigen Übersicht sei aber noch auf einen ganz anderen Aspekt der Kommunikationswissenschaft hingewiesen. Sie hat sich, obwohl ursprünglich von den Bedürfnissen der Nachrichtentechnik ausgehend, als besonders brauchbares Hilfsmittel bei der Erforschung von Vorgängen in lebenden Organismen erwiesen. Die außerordentlich komplexen Steuerungs- und Regelungsvorgänge in biologischen Systemen konnten in vielen Fällen erst mit Hilfe der Informationstheorie geklärt werden. Die bahnbrechenden Arbeiten von Wiener ermöglichten erstmals eine einheitliche Betrachtungsweise von Funktionen in organisch-biologischen und technisch-mechanischen Strukturen, die schließlich zu einer exakten mathematischen Methodik für die Konstruktion elektronisch-mechanischer Selbstlenkungssysteme führte. Umgekehrt gelang es unter Anwendung informationstheoretischer Arbeitshypothesen, beispielsweise den Übertragungsmechanismus der Erbinformation bei Lebewesen aufzuklären.

Betrachtet man das gesamte Gebiet der Kommunikation, dann wird erkennbar, daß es sich um einen sehr umfassenden Begriff handelt, der eine neue Dimension bei der Erforschung verwickelter Zusammenhänge darstellt. Daß man mit Hilfe der statistischen Kommunikationstheorie nicht nur in der Nachrichtentechnik, sondern auch auf den Gebieten der Soziologie, Psychologie, Sprachwissenschaft und Physiologie des Nervensystems zu bemerkenswerten Einsichten gelangte, ist als ein hoffnungsvolles Zeichen zur Milderung der alten Gegensätze zwischen den Natur- und den Geisteswissenschaften zu werten.

F. Gutschmidt

H. KELLER, Intermetall, Freiburg i. Br.

UHF-Tuner mit Diodenabstimmung

Nachdem sich Kapazitätsdioden in Nachstimmschaltungen schon seit längerer Zeit bewährt haben, wurden sie Anfang des Jahres 1965 zum erstenmal auch für die elektronische Abstimmung in Fernsehempfängern eingesetzt [1]. Dabei sind die Dioden an Stelle der bisher verwendeten Drehkondensatoren als frequenzbestimmende Glieder in die abstimmbaren Resonanzkreise des Tuners geschaltet.

Damit erhält man eine Reihe von Vorteilen: Der bei Drehkondensatoren notwendige Gleichlaufabgleich durch Verbiegen der Rotorlamellen entfällt. Der Tuner kann, unabhängig von der Lage der Bedienungselemente, an der in elektrischer Hinsicht günstigsten Stelle angeordnet werden, womit sich auch neue Möglichkeiten für die Gehäusegestaltung ergeben. Zur automatischen Scharfabstimmung braucht den Abstimmdioden nur eine zusätzliche Regelspannung zugeführt zu werden. Da zur Senderabstimmung lediglich eine entsprechende Gleichspannung eingestellt werden muß, sind für Sender-Wahltasten nur einige preiswerte Schalter und Trimmpotentiometer erforderlich. Dabei entfällt die bisher übliche präzise Einstellmechanik, und die Druckkraft zum Bedienen der Tasten wird erheblich reduziert. Gleichzeitig erhöht sich auch die Wiederkehrgenauigkeit.

Weil die Verbindungsleitungen zwischen Abstimmpotentiometer und Tuner keine Hochfrequenzspannung führen, ist eine Fernabstimmung selbst über sehr lange Leitungen ohne weiteres möglich. Daher lassen sich zum Beispiel auch Antennenverstärker zugleich mit dem Empfänger abstimmen, wobei die Diodenvorspannung über die Antennenleitung zugeführt werden kann. Weiterhin läßt sich eine Fernbedienung oder eine elektronische Sendersuchautomatik wesentlich einfacher und ohne den bisher dazu erforderlichen Motor realisieren.

Für die Abstimmung des VHF-Bereiches eignen sich diffundierte Kapazitätsdioden des Typs BA 110 g. Deren Kapazitätsvariation reicht jedoch nicht aus, um einen Tuner auch im UHF-Bereich über die Bereiche IV und V ohne Umschaltung durchzustimmen. Dies wurde erstmals möglich mit der neuen, speziell für diese Anwendung entwickelten Tunerdiode BA 141 von *Intermetall*. Wie Bild 1 zeigt, hat diese Diode gegenüber der BA 110 g eine wesentlich stärkere Abhängigkeit der Sperrschichtkapazität von der Spannung.

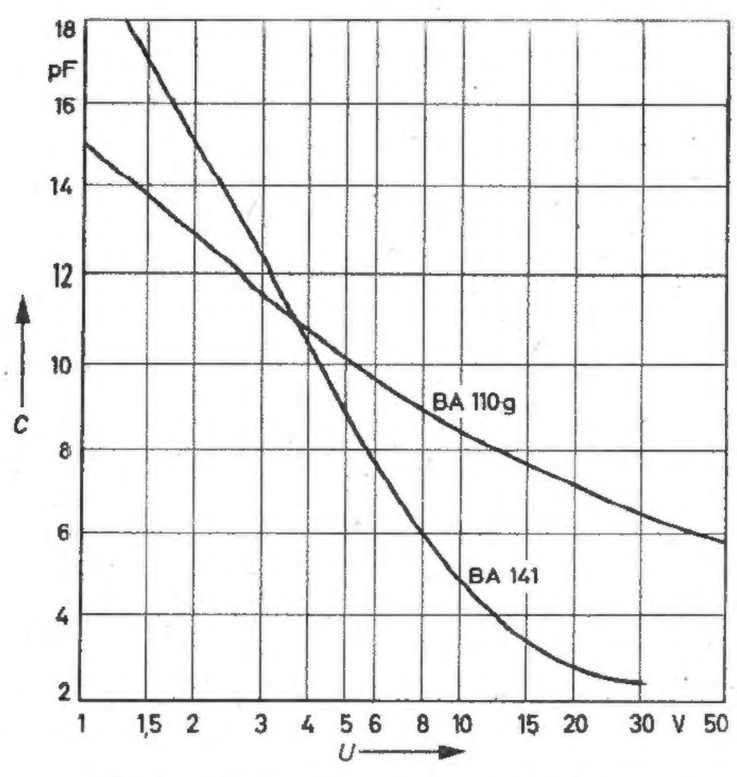


Bild 1. Mittlere Kennlinien der Silizium-Kapazitätsdioden BA 141 und BA 110 g

Für die Anwendung der BA 141 im UHF-Bereich kann die Ersatzschaltung nach Bild 2 zugrunde gelegt werden. Sie besteht

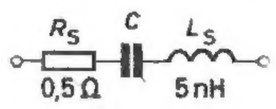


Bild 2. Ersatzschaltung der Tunerdiode BA 141 für Frequenzen > 10 MHz

aus der Serienschaltung der spannungsabhängigen Sperrschichtkapazität C mit einem durch den Bahnwiderstand und die Kontaktierung des Silizium-Kristalls bedingten Verlustwiderstand R_s und einer Induktivität L_s, die durch den inneren Aufbau und die Gehäuseabmessungen der Diode gegeben sind.

Schaltet man die Diode mit einer als verlustfrei angenommenen Induktivität L zu einem Parallelresonanzkreis zusammen, so ist dessen Resonanzwiderstand bei Vernachlässigung der Diodeninduktivität

$$R_{res} = \frac{L}{C \cdot R_s}, \qquad (1)$$

und seine Leerlaufbandbreite wird

$$B_0 = 2 \cdot \pi \cdot f^2 \cdot C \cdot R_s. \qquad (2)$$

Das Produkt aus den Kenngrößen C und R_s bestimmt also die wichtigsten Eigenschaften des Schwingkreises. Für 3 V Vorspannung ist bei der Tunerdiode BA 141 die Zeitkonstante $C \cdot R_s < 10$ ps. Im Frequenzbereich über 400 MHz können Induktivitäten mit ausreichender Güte nicht mehr in Form von Spulen hergestellt werden. Man verwendet daher für UHF-Tuner vorzugsweise elektrisch verkürzte $\lambda/4$-Topfkreise. Ein solcher Topfkreis wird charakterisiert durch seinen Wellenwiderstand Z, mit dem er reflexionsfrei abgeschlossen werden kann.

Wird der Topfkreis zum Abstimmen über einen Frequenzbereich f_{min} bis f_{max} mit einer veränderbaren Kapazität C abgeschlossen, so muß diese im Verhältnis

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{f_{max} \cdot \tan\left(2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot \frac{l}{c_0}\right)}{f_{min} \cdot \tan\left(2 \cdot \pi \cdot f_{min} \cdot \frac{l}{c_0}\right)} \qquad (3)$$

variiert werden können. Dabei ist c_0 die Lichtgeschwindigkeit. Bei vorgegebenem Frequenzbereich hängt die notwendige Kapazitätsänderung nur von der Innenleiterlänge l des Topfkreises ab. Im Bild 3 ist diese Beziehung für den UHF-Bereich von 470 ...790 MHz grafisch dargestellt.

Man erkennt, daß die Kapazitätsvariation einer zur Abstimmung verwendeten Diode umso geringer sein kann, je kleiner die Innenleiterlänge des Topfkreises ist. In der Praxis sind allerdings Innenleiterlängen unter 2 cm ungünstig, da es dann schwierig wird, die Verstärkerstufen definiert an die Kreise anzukoppeln, zumal die Tunerdiode infolge ihrer Eigeninduktivität selbst als ein Teil des Innenleiters wirkt.

Die für Resonanz des Topfkreises mit dem Wellenwiderstand Z und der Innenleiterlänge l bei der Frequenz f erforderliche Abschlußkapazität ist

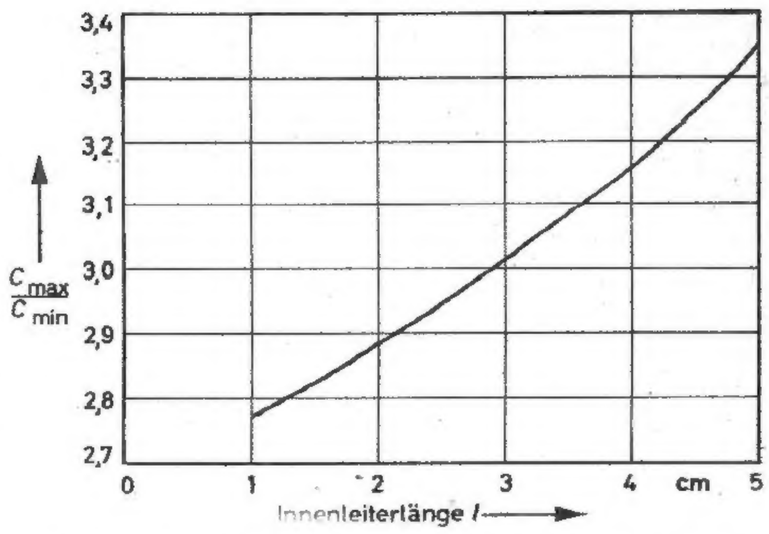


Bild 3. Zum Abstimmen des Frequenzbereiches von 470 bis 790 MHz erforderliches Kapazitätsverhältnis als Funktion der Innenleiterlänge des $\lambda/4$-Topfkreises

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z \cdot \tan \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{l}{c_0}\right)}. \qquad (4)$$

Mit Gl. (4) berechnet man nun die minimal erforderliche Kapazität C_{min} an der vorgegebenen Frequenzgrenze. Im Bild 4 ist C_{min} für die Frequenz 790 MHz bei verschiedenen Wellenwiderständen Z als

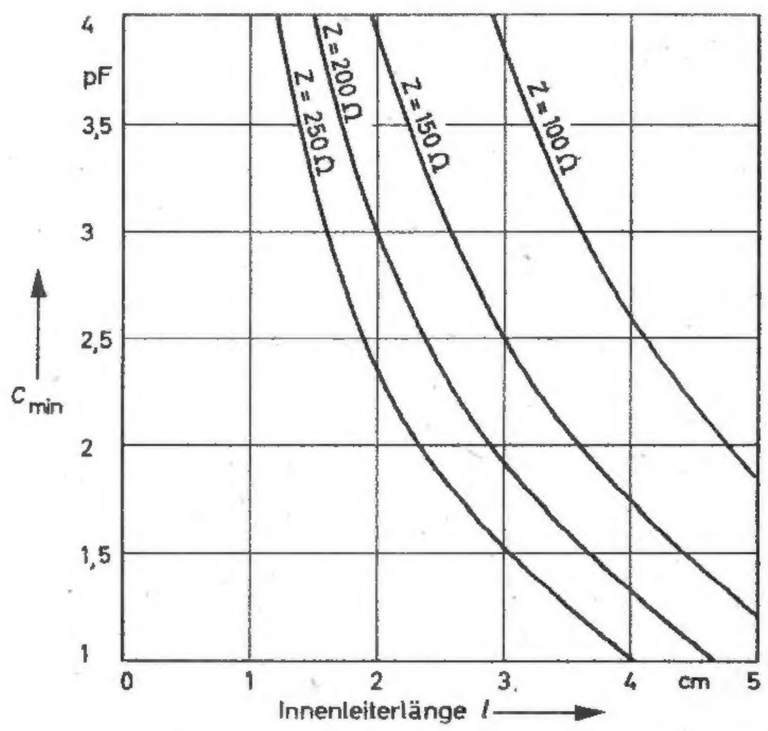


Bild 4. Für Resonanz des $\lambda/4$-Topfkreises bei 790 MHz erforderliche Abschlußkapazität als Funktion der Innenleiterlänge und des Wellenwiderstandes

Funktion der Innenleiterlänge l dargestellt. Mit der mittleren Kapazität der Diode BA 141 von 2,7 pF bei einer Abstimmspannung von 25 V und mit einer Innenleiterlänge von 2 cm ergibt sich aus Bild 4 der erforderliche Wellenwiderstand des Topfkreises zu $Z = 220$ Ohm. Schaltet man den Topfkreis in den Collectorzweig einer Transistorverstärkerstufe, so addiert sich zu der Diodenkapazität noch eine parasitäre Kapazität von etwa 0,7 pF, so daß unter Beibehaltung der Innenleiterlänge der Wellenwiderstand auf etwa 180 Ohm herabgesetzt werden muß.

Unter Berücksichtigung dieser Gesichtspunkte wurde die im Bild 5 wiedergegebene Schaltung eines UHF-Tuners entwickelt. Wie bekannte Tunerschaltungen mit Drehkondensatoren, enthält der elektronisch abgestimmte UHF-Tuner eine Vorverstärkerstufe und eine selbstschwingende Mischstufe mit in Basisschaltung betriebenen Transistoren. Die beiden Stufen sind über ein Zweikreisbandfilter miteinander gekoppelt. Dieses Bandfilter und der Oszillatorkreis werden mit Tunerdioden BA 141 abgestimmt. Dazu wird den Dioden eine veränderbare Gleichvorspannung über UHF-Drosseln zugeführt. Mit den Dioden liegen Trimmer mit einer Maximalkapazität von 20 pF in Reihe, die einerseits zu einer teilweisen Kompensation der Diodeninduktivität dienen und

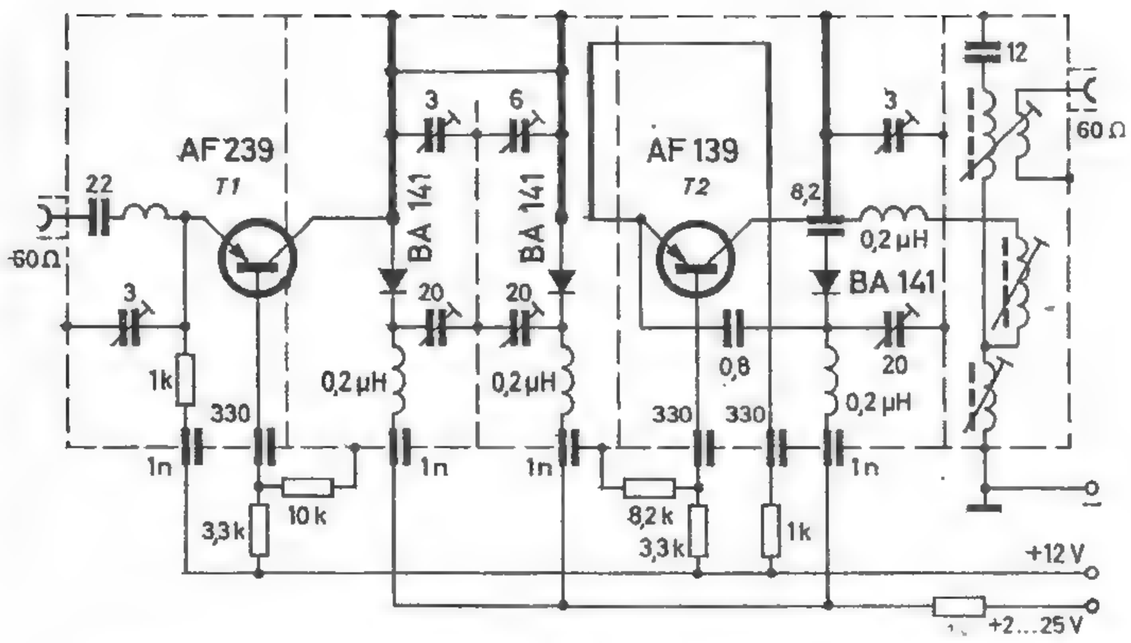


Bild 5. Diodenabgestimmter UHF-Tuner mit elektrisch verkürzten λ/4-Topfkreisen

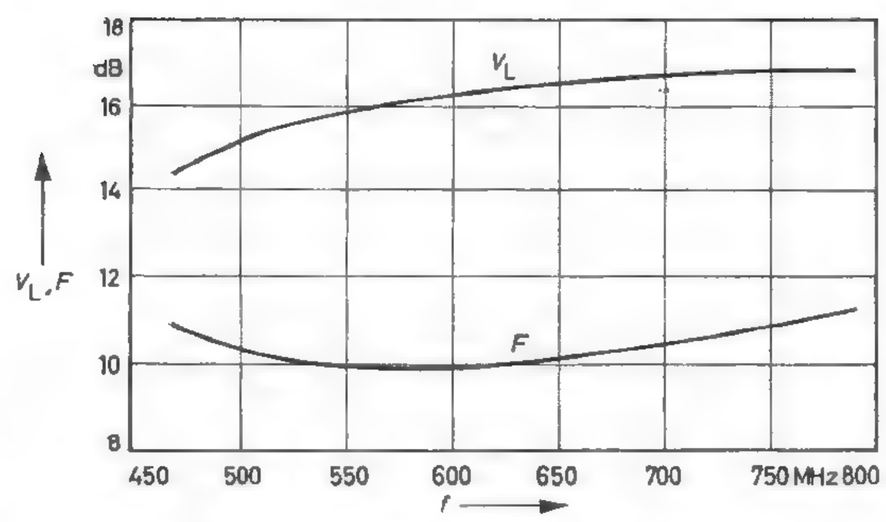


Bild 6. Leistungsverstärkung und Rauschzahl des UHF-Tuners als Funktion der Abstimmfrequenz

andererseits einen Abgleich der Resonanzkreise am unteren Bereichsende ermöglichen. Der Abgleich am oberen Bereichsende erfolgt ebenfalls mit Trimmern, die aber an die Mitte der Innenleiter angeschlossen sind. Dadurch transformiert sich ihre Kapazität mit einem niedrigeren Wert in den Kreis und ihre relativ hohe Anfangskapazität verringert die mögliche Kapazitätsvariation nur wenig.

Abgesehen von der Diodenabstimmung unterscheidet sich die Schaltung des Tuners im wesentlichen nur durch die Art der Rückkopplung in der selbstschwingenden Mischstufe von mechanisch abgestimmten Tunern. Da die übliche kapazitive Rückkopplung über einen Kondensator zwischen Collector und Emitter des Mischtransistors den Oszillatorkreis zusätzlich kapazitiv belastet, wurde in der Schaltung nach Bild 5 eine überwiegend induktive Rückkopplung angewandt. Die Rückkopplungsschleife liegt in Reihe mit der Koppelschleife der Mischstufe am Zweikreisbandfilter. Zusätzlich erfolgt eine kapazitive Rückkopplung von dem mit der Abstimmdiode in Reihe geschalteten Trimmer über 0,8 pF auf den Emitter des Mischtransistors. Dadurch wird der Frequenzgang der Oszillatoramplitude verbessert.

Bei mit Drehkondensatoren abgestimmten Tunern wird zur Zwischenfrequenzauskopplung gewöhnlich ein kapazitiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter verwendet, wobei der Primärkreis im Tuner und der Sekundärkreis in der Eingangsstufe des Bild-ZF-Verstärkers angeordnet sind. Die Verbindung zwischen den beiden Kreisen kann dann über ein längeres abgeschirmtes Kabel erfolgen. Bei dem diodenabgestimmten Tuner entfällt die Notwendigkeit einer räumlichen Trennung vom ZF-Verstärker, so daß die Zwischenfrequenz wie in der Schaltung nach Bild 5 auch über ein induktiv fußpunktgekoppeltes Zweikreisbandfilter ausgekoppelt werden kann.

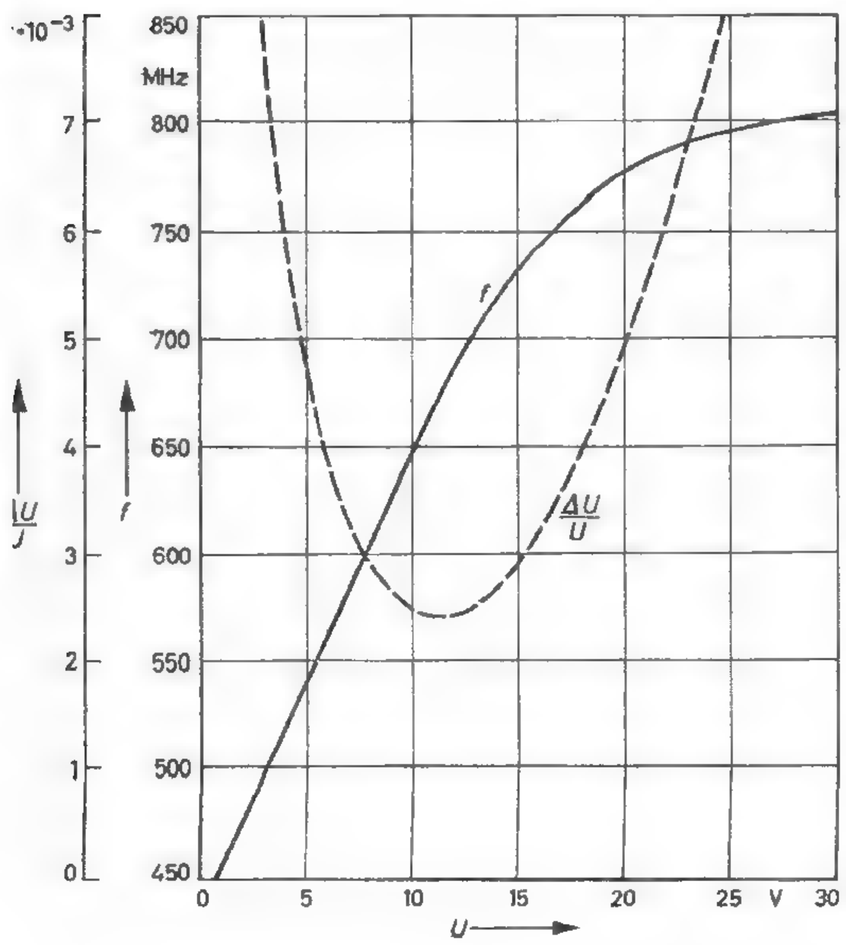


Bild 7. Abhängigkeit der Abstimmfrequenz f des Tuners von der Diodenvorspannung U und zulässige relative Änderung $\Delta U/U$ der Diodenvorspannung für maximal 0,5 MHz Frequenzänderung

Im Bild 6 sind die an einem Versuchsmodell des Tuners gemessene Verstärkung und die Rauschzahl als Funktion der Abstimmfrequenz wiedergegeben. Infolge der im Vergleich zu Drehkondensatoren höheren Verluste der Kapazitätsdioden ist die Verstärkung um rund 3 dB niedriger und die Rauschzahl um etwa 3 dB höher als bei einem entsprechenden mechanisch abgestimmten Tuner. Die Bandbreite der Gesamtschaltung ist konstant 8 ... 9 MHz und wird vor allem durch das ZF-Ausgangsfilter bestimmt. Dagegen ändert sich die Bandbreite des Zweikreisfilters zwischen Vor- und Mischstufe innerhalb des Abstimmbereichs zwischen 14 und 21 MHz.

Die etwas ungünstigeren elektrischen Werte bei der Diodenabstimmung im Vergleich zum mechanisch abgestimmten Tuner können aber in Kauf genommen werden, da die Unterschiede nur gering sind und die oben beschriebenen Vorteile der elektronischen Abstimmung wesentlich stärker ins Gewicht fallen.

Zum Abstimmen des Tuners im Bereich 470 ... 790 MHz muß die Vorspannung an den Kapazitätsdioden zwischen 2 und 25 V variiert werden. Bild 7 zeigt die Abhängigkeit der Frequenz von der Abstimmspannung (ausgezogene Kurve).

Die Konstanz der Diodenspannung bestimmt im hohem Maße die Wiederkehrgenauigkeit des Tuners, an die besonders bei der heute üblichen Drucktastenabstimmung hohe Anforderungen gestellt werden. Die Abstimmspannung muß daher gegenüber Schwankungen der Netzspannung und der Temperatur des Gerätes soweit stabilisiert werden, daß die maximal auftretende Änderung der Abstimmfrequenz 0,5 MHz nicht überschreitet. Bild 7 zeigt als gestrichelte Kurve die dafür zulässige relative Änderung der Abstimmspannung.

Sie hat ihr Minimum bei $\frac{\Delta U}{U} = 2{,}4 \cdot 10^{-3}$.

Dieser Wert bestimmt damit die notwendige Konstanz der am Abstimmpotentiometer anliegenden Betriebsspannung von 25 V. Sie darf sich daher höchstens um $2{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 25\ \text{V} = 60\ \text{mV}$ ändern. Ein so hoher Stabilisierungsgrad läßt sich für die im praktischen Betrieb vorkommenden Netzspannungsschwankungen und Temperaturänderungen mit einer Zenerdiode allein nicht erreichen. Zumindest muß man zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Zenerspannung zusätzlich einen temperaturabhängigen Widerstand verwenden. Wird die Spannung an der Zenerdiode außerdem mit einer zweiten Zenerdiode vorstabilisiert, so ist der Einfluß der Betriebsspannungsschwankungen vernachlässigbar, und man kann größere Toleranzen für die Stabilisierung gegenüber Temperaturschwankungen zulassen.

Bild 8 zeigt eine nach diesen Gesichtspunkten dimensionierte Stabilisierungsschaltung. Sie benötigt eine Eingangsgleichspannung von 220 V, die bei netzbetriebenen Fernsehempfängern ohnehin für andere Stufen vorhanden ist. Die Spannung wird mit Hilfe der beiden Zenerdioden ZX 82 und ZX 33 so weit stabilisiert, daß sie sich an der zweiten Zenerdiode bei ±15 % Betriebsspannungsschwankungen um weniger als ±5 mV ändert. Die Schaltung wurde ausgelegt für eine Tunerabstimmung mit fünf Senderwahltasten, mit denen jeweils die an Trimmerpotentiometern abgegriffene Diodenvorspannung eingeschaltet wird. Die Potentiometer sind parallel geschaltet und liegen über einen gemeinsamen einstellbaren Vorwiderstand an der stabilisierten Spannung von rund 33 V. Der Vorwiderstand ermöglicht es, die Spannung an den Trimmerpotentiometern unabhängig von den Toleranzen der Zenerdiode ZX 33 genau auf den für die Abstimmung maximal erforderlichen Wert von 25 V einzustellen. Parallel zu den Abstimmpotentiometern liegt die Reihenschaltung eines Heißleiters mit einem ohmschen Widerstand. Der bei Temperaturerhöhung zunehmende Strom durch diese Kombination vergrößert den Spannungsabfall an dem Vorwiderstand um annähernd den gleichen Betrag, um den die Spannung an der Zenerdiode ZX 33 infolge ihres Temperaturkoeffizienten ansteigt. Dadurch wird die Abstimmspannung gegenüber Temperaturänderungen stabilisiert. Sie änderte sich bei einem Mustergerät zwischen 20 und 45 °C um weniger als ±30 mV. Dazu muß allerdings der Heißleiter möglichst genau auf der gleichen Temperatur gehalten werden wie die Zenerdiode ZX 33. Um dies zu erreichen, wurde ein scheibenförmiger Heißleiter des Typs KB 23 gemeinsam mit der Zenerdiode auf einem Kühlblech mit einem Wärmewiderstand von 10 °C/W montiert.

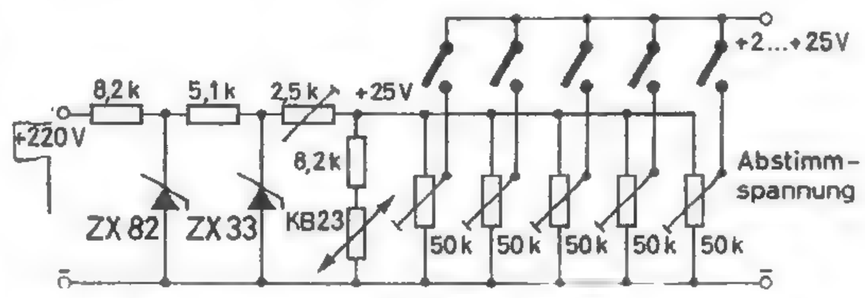


Bild 8. Schaltung zum Stabilisieren der mit Senderwahltasten umschaltbaren Abstimmspannung

Schrifttum

[1] Kalb, W.: Einknopf-Abstimmaggregat für 6-Programm-Schnellwahl und VHF-Tuner mit Diodenabstimmung. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 6, S. 197–199

Weiteres Schrifttum

Keller, H., Lehmann, M., u. Mičič, L.: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden. radio mentor Bd. 28 (1962) Nr. 8, S. 661

Keller, H.: Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik. Funk-Techn. Bd. 18 (1963) Nr. 22, S. 827–828

W. OTTEN u. W. SPYRA, Mitteilung aus dem Applikationslaboratorium der Valvo GmbH, Hamburg

Getrennte Erzeugung der Hochspannungs- und Ablenkleistung für die Farbbildröhre A 63-11 X

DK 621.385.832:621.397.62:621.397.132

Bei Farbfernsehempfängern sind die Anforderungen an die Konstanz der Horizontal-Endstufe höher als bei Schwarz-Weiß-Empfängern. Zu der Forderung nach Unabhängigkeit des Rasters vom Strahlstrom und von Schwankungen der Netzspannung kommt hier noch die nach guter Konvergenz und Farbreinheit hinzu. Außerdem ist die zu liefernde Strahlleistung mit knapp 40 W (maximal 1,5 mA bei 25 kV) erheblich größer als bei Schwarz-Weiß-Bildröhren und kommt bereits der Ablenkleistung (etwa 60 VA) recht nahe. Bei schwankender mittlerer Bildhelligkeit sind also erhebliche Änderungen der in der Horizontal-Endröhre und in der Boosterdiode fließenden Ströme zu erwarten. Da sich der Einfluß dieser Stromschwankungen auf Hochspannung, Ablenkstrom, Konvergenzströme usw. durch eine einfache, lediglich den Arbeitspunkt der Horizontal-Endröhre beeinflussende Regelschaltung nicht mehr ausgleichen läßt, wurde eine Lastausgleichsschaltung mit einer Ballaströhre entwickelt. Diese Anordnung hat jedoch den Nachteil, daß die Leistungsröhren sowie der Netzteil stets voll belastet sind, obwohl die maximale Strahlleistung nur selten benötigt wird. Ein großer Teil der aufgewendeten elektrischen Energie wird also in Wärme umgesetzt, für deren Abführung gesorgt sein muß, um die Aufheizung empfindlicher Bauelemente kleinzuhalten.

Diese Nachteile lassen sich vermeiden, wenn Strahlleistung und Ablenkstrom in getrennten Stufen erzeugt werden. Der dafür erforderliche Mehraufwand ist gering, wenn man in Betracht zieht, daß bei 240 V Betriebsspannung ohnehin zwei Leistungspentoden erforderlich sind (Pumpschaltung). Außerdem kann die Ballaströhre entfallen. Schließlich ist es auch eine Erleichterung, daß beim Abgleich des Gerätes Hochspannung und Ablenkstrom unabhängig voneinander auf den jeweiligen Sollwert eingestellt werden können. Der Möglichkeit, daß die Bildröhre beim Ausfall der Horizontalablenkung beschädigt wird, läßt sich durch Erzeugung der Fokussierspannung im Ablenkteil begegnen.

In Tab. I sind die für die im folgenden beschriebenen Schaltungen benötigten wichtigsten Bauelemente aufgeführt. Der Vergleich zeigt, daß der Aufwand bei allen drei Schaltungen etwa gleich ist, auch bei der zunächst einfach scheinenden 380-V-Schaltung, weil diese einen aufwendigen Netzteil erfordert.

Tab. I. Vergleich der Schaltungen zur Erzeugung der Hochspannungs- und Ablenkleistung

Bauelement	Pumpschaltung (240 V)	getrennte Hochspannungserzeugung (240 V)	bisher übliche Schaltung (380 V)
Leistungspentoden	PL 504, PL 505	PL 504, PL 505	PL 505
Boosterdioden	PY 88	PY 88, PY 500	PY 500
Ballaströhre	P/ED 500	—	P/ED 500
Hochspannungsgleichrichter	DY 86, GY 501	DY 86, GY 501	DY 86, GY 501
Verstärkerröhren		PCF 802	
VDR-Widerstand	E 298 ZZ 06	E 298 ZZ 06	E 298 ZZ 06
Transformatoren	ein kombinierter Ablenk- und Hochspannungstransformator	je ein Transformator für Ablenkung und Hochspannung	ein kombinierter Ablenk- und Hochspannungstransformator sowie ein Netztransformator oder Spannungsverdopplung

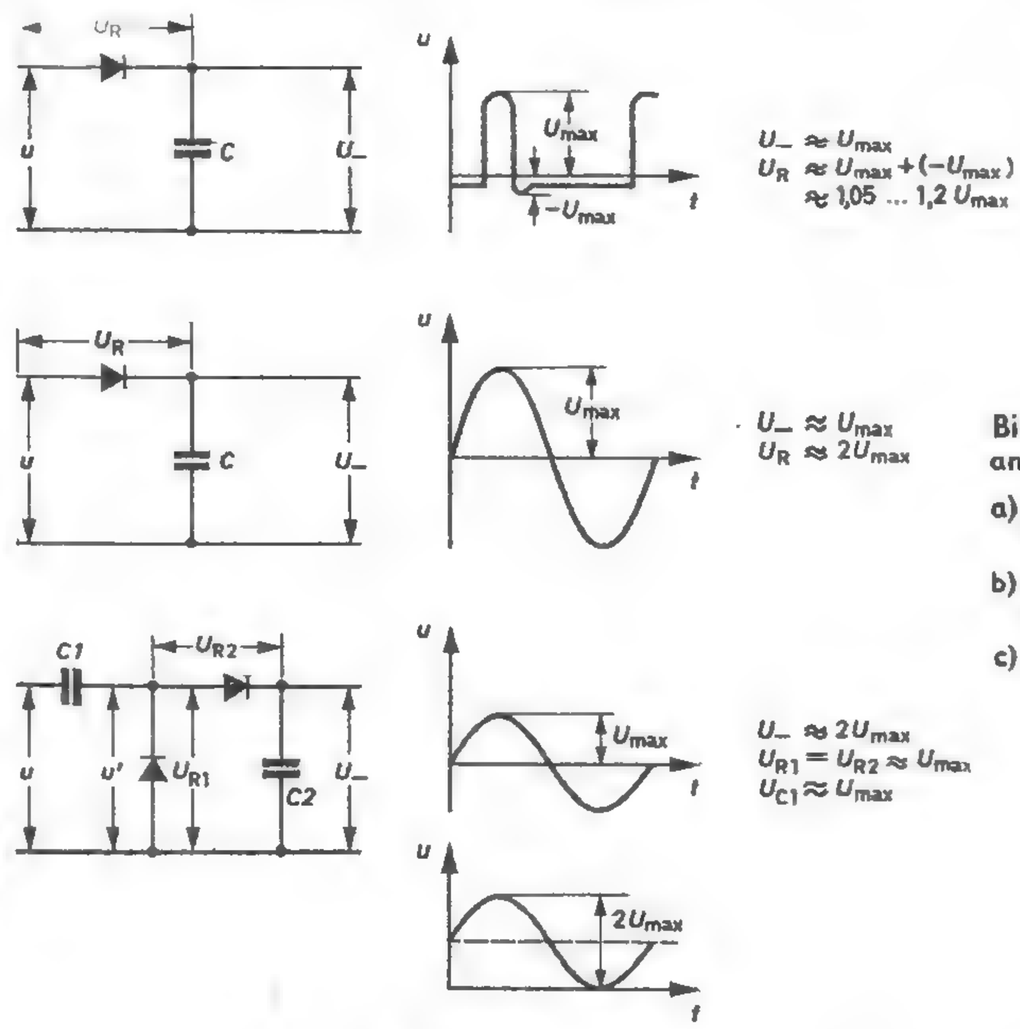


Bild 1. Spannungsverhältnisse am Gleichrichter;
a) Gleichrichtung einer Impulsspannung,
b) Gleichrichtung einer Sinusschwingung,
c) Verdopplerschaltung

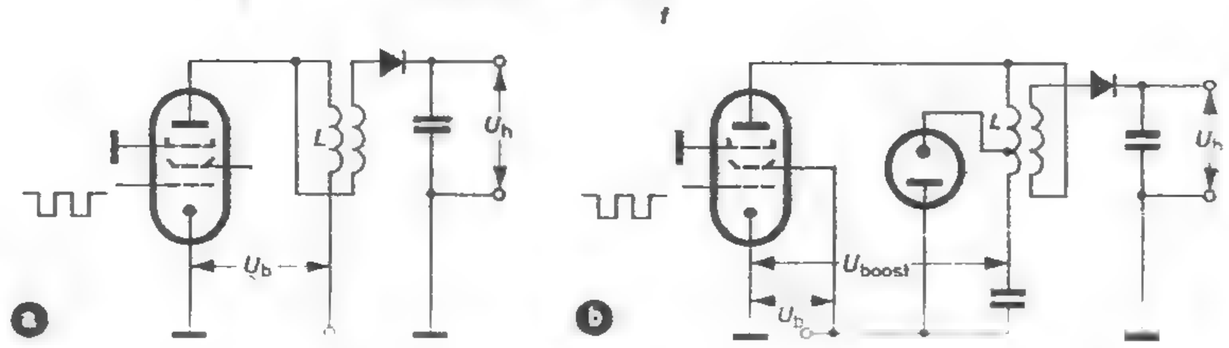


Bild 2. Prinzip der Hochspannungserzeugung in einem Impuls-Hochspannungsgenerator; a) einfache Schaltung, b) Schaltung mit Energie-Rückgewinnung (Boosterschaltung)

1.1. Allgemeines

Für den Aufbau des Hochspannungsgenerators stehen mehrere Schaltungen zur Verfügung. Praktisch ist jedoch nur der fremdgesteuerte Impulsgenerator (Prinzip der Horizontal-Endstufe) geeignet. Bei einem rückgekoppelten Generator sind Schwierigkeiten im Zusammenhang mit der Spannungsregelung zu erwarten, und ein Sinusgenerator erfordert gegenüber dem Impulsgenerator einen Mehraufwand beim Gleichrichter. Bei der Impulsgleichrichtung (Bild 1a) ergibt sich die Sperrspannungsbelastung U_R der Diode aus der gewünschten Gleichspannung U_- zuzüglich des vom Tastverhältnis abhängenden Amplitudenteils von U_{max} im negativen Bereich. Unter Berücksichtigung von Ausschwingvorgängen höherer Frequenz steigt dieser Wert; eine in der Generatorschaltung gebildete Gleichspannung (Boosterspannung) setzt ihn jedoch wieder herab. Die praktisch auftretende Sperrspannung beträgt etwa das 1,05-...1,2fache der Gleichspannung. Geht man von einer Sinusschwingung aus, so erhält die Diode den doppelten Wert der Gleichspannung (25 kV) als Sperrspannung (Bild 1b). Die Schwierigkeiten, die sich mit einer Vakuumdiode als Gleichrichter bei 50 kV ergeben, lassen sich mit einer Verdopplerschaltung nach Bild 1c umgehen. Für diese Schaltung werden zwei Dioden benötigt, die nahezu die gleiche Sperrspannungsfestigkeit wie eine Diode für Impulsgleichrichtung aufweisen müssen ($U_R \approx U_-$). Außerdem ist ein zweiter Lade- beziehungsweise Koppelkondensator *C 1* erforderlich. Der Aufwand ist damit doppelt so groß wie der nach den Bildern 1a oder 1b. Deshalb wurde der Impulsgenerator mit Einweggleichrichtung angewendet. Bild 2b entspricht der üblichen Horizontal-Ablenkschaltung, bei der die Energie während des Zeilenhinlaufs zum überwiegenden Teil in der Ablenkspule gespeichert wird. Diese Aufgabe übernimmt bei der hier beschriebenen Schaltung der Transformator.

Für die Festlegung der Folgefrequenz und des Tastverhältnisses der Impulse ist von Bedeutung, daß die Horizontalfrequenz beibehalten werden soll, denn man kann dann den zweiten Oszillator einsparen. Außerdem lassen sich bei phasenstarrer Kopplung die Schaltvorgänge in die Rücklaufzeit der Horizontalablenkung legen, wodurch eine Störung des Bildinhalts vermieden wird.

Das Tastverhältnis der Impulse wird, wie die folgenden Überlegungen zeigen, praktisch ebenfalls auf das bei der Horizontalablenkung übliche Maß von etwa 18% begrenzt. Eine längere Impulsdauer bewirkt eine unerwünschte Erhöhung der Sperrspannung des Gleichrichters und verlegt den Ein- und Abschaltvorgang der Leistungsröhren außerhalb des Zeilenrücklaufes. Eine kürzere Impulsdauer führt dagegen zu einem kleinen Stromflußwinkel im Gleichrichter, der hohe Spitzenströme und großen Innenwiderstand zur Folge hat. Der raschere Anstieg des Anodenimpulses der Endpentode erfordert einen entsprechend steileren Sperrimpuls am Gitter und damit eine leistungsfähigere Treiberstufe.

1.2. Belastung der Endröhre

Zunächst muß man den Spitzenstrom $I_{a\,s}$ bestimmen, der nach Bild 3 dem Transformator angeboten werden muß, um die gewünschte

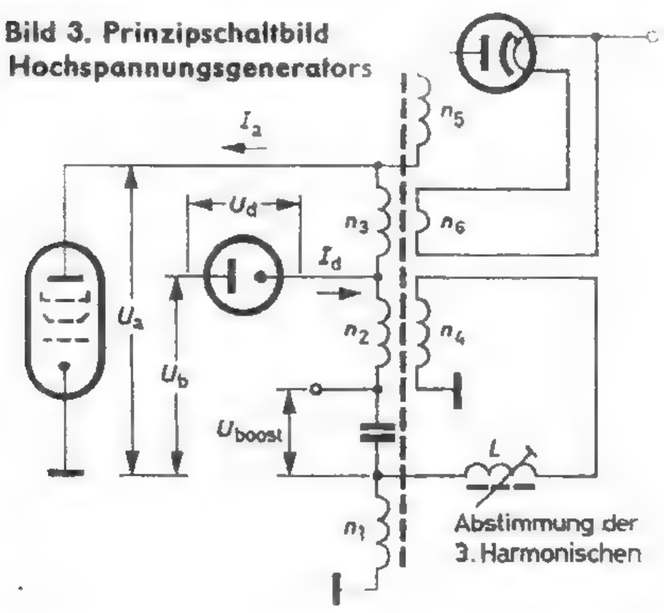


Bild 3. Prinzipschaltbild des Hochspannungsgenerators

Hochspannungsspitze zu erhalten. In einer Ablenkschaltung, in der die Hochspannungsleistung als „Nebenprodukt" auftritt, ist die benötigte Blindleistung durch die Empfindlichkeit der Ablenkeinheit gegeben. Beim Hochspannungsgenerator liegt dagegen die von der Endröhre zu schaltende Leistung nicht von vornherein fest. Theoretisch braucht man lediglich den für die jeweils benötigte Strahlleistung erforderlichen Spitzenstrom dem Transformator zuzuführen, im Leerlauf also nur den zur Deckung der Verluste benötigten Strom. In der praktischen Schaltung wird im allgemeinen jedoch ein Leistungsüberschuß benötigt, der nach Beendigung des Rücklaufs entweder in einem Widerstand zu vernichten ist oder über eine Boosterdiode wiedergewonnen werden kann. Der Grund dafür ist die nicht beliebig zu verkleinernde Kapazität C_h der Hochspannungsspule.

Für die im Spannungsmaximum in der Kapazität C_h gespeicherte Arbeit $A_{C\,h}$ gilt

$$A_{C\,h} = \frac{1}{2} C_h \cdot U_h^2 . \qquad (1)$$

Darin ist $U_h = 25$ kV die Hochspannung im Leerlauf, und $C_h = 13{,}8$ pF setzt sich folgendermaßen zusammen:

Kapazität der Hochspannungsspule einschließlich Zuleitung der Diode:	7,5 pF
Kapazität der Diode GY 501 (Anode gegen Katode und Umgebung):	2,8 pF
auf den Hochspannungsanschluß übersetzte Schalt- und Abstimmkapazität des Transformators:	3,5 pF

Damit wird im Leerlauf

$$A_{Ch} = 0{,}5 \cdot 13{,}8 \cdot 10^{-12} \cdot 25^2 \cdot 10^6 = 4{,}3 \cdot 10^{-3}\ \text{Ws}.$$

Dazu muß noch ein Betrag für Rücklaufverluste von $A_v \approx 1$ mWs addiert werden. Dem Transformator ist also schon im Leerlauf ein Mehrfaches der zur Verlustdeckung erforderlichen Arbeit zuzuführen.

Bei Abgabe der vollen Strahlleistung von 37,5 W (25 kV · 1,5 mA) kommt noch die Energie

$$A_{str} = \frac{U_h \cdot I_{str}}{f_H} = \frac{37{,}5}{15{,}625 \cdot 10^3} = 2{,}4 \cdot 10^{-3}\ \text{Ws} \quad (2)$$

hinzu, die zusätzlich während jeder Periode im Transformator gespeichert werden muß.

Der von der Endröhre in den Schaltungen nach Bild 2 aufzubringende Spitzenstrom kann mit Hilfe der Beziehung

$$A = \frac{1}{2} L \cdot I_{as}^2 \qquad (3)$$

bestimmt werden.

Durch Umformen von Gl. (1) und Einsetzen von

$$I_{a\,s} = \frac{U_b - U_{a\,end}}{L} \cdot t_{sp},$$

worin U_b die Speisespannung (vom Netzteil oder vom Boosterkondensator, je nachdem, ob mit oder ohne Energierückgewinnung gearbeitet wird) und t_{sp} die Speicherzeit bedeutet, während der der Induktivität L Energie zugeführt wird, erhält man für L und $I_{a\,s}$

$$L = \frac{(U_b - U_{a\,end})^2}{2\,A} t_{sp}^2, \qquad (4)$$

$$I_{a\,s} = \sqrt{\frac{2\,A}{L}} = \frac{2\,A}{(U_b - U_{a\,end})\,t_{sp}}. \qquad (5)$$

Für die Spitzenspannung $U_{a\,s}$ an der Anode gilt bei der Boosterschaltung (Bild 2b)

$$U_{a\,s} = (U_b - U_{a\,end}) \cdot (1 - a) \cdot (1 + F_p) \quad (6)$$

mit

$$F_p = \frac{\pi\,(1 - p)}{2\,p} + \frac{2}{\pi},$$

$$1 + F_p = 8{,}8,$$

$$(1 - a) = 0{,}85.$$

Darin ist $p = t_r/T_H = 0{,}18$, t_r die Dauer des Anodenspannungsimpulses und $(1 - a)$ der Reduktionsfaktor bei vorhandener Abstimmung der 3. Harmonischen.

Ohne Boosterschaltung (Bild 2a) gilt für die Anodenspitzenspannung im Leerlauf

$$U_{a\,s} \approx (U_b - U_{a\,end})\,(1 + \pi\,t_{sp}\,/\,t_r). \qquad (6a)$$

Nach Gl. (4) und Gl. (5) kann die Induktivität in gewissen Grenzen gewählt werden. Zum Beispiel läßt sich die notwendige Energie in einer verhältnismäßig kleinen Induktivität speichern. Man benötigt dann nur eine kurze Speicherzeit, der erforderliche Spitzenstrom ist jedoch hoch. Ein niedrigerer Spitzenstrom ergibt sich, wenn die zur Verfügung stehende Zeit, also eine Horizontalperiode abzüglich der Dauer t_r des Hochspannungsimpulses (während der die Röhre gesperrt ist), möglichst vollständig ausgenutzt wird, wenn also $t_{sp} = T_H - t_r$ ist (Bild 4).

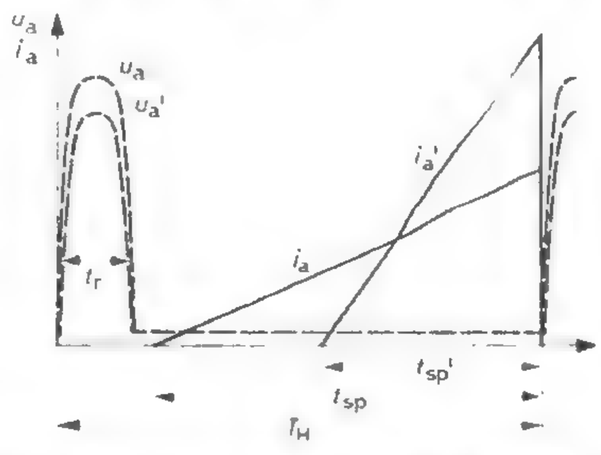


Bild 4. Zusammenhang zwischen Induktivität L, Anodenstrom i_a und -spannung u_a für große Induktivität L (i_a und u_a) sowie kleine Induktivität L (i_a' und u_a')

Außerdem läßt Gl. (5) erkennen, daß der benötigte Spitzenstrom mit zunehmender Betriebsspannung abnimmt. Eine Schaltung ohne Energierückgewinnung benötigt also einen erheblich höheren Spitzenstrom als eine Schaltung mit Boosterdiode. Hinzu kommt noch neben der höheren Leistungsaufnahme, daß die Endröhre erst wieder geöffnet werden darf, wenn die gedämpften Schwingungen im Anodenkreis genügend abgeklungen sind (Schirmgitterüberlastung infolge Stromübernahme und BK-Schwingungen bei niedrigen Anodenspannungen). Dadurch wird t_{sp} verkürzt und der Spitzenstrom abermals erhöht. Schließlich macht die bei gleicher Impulsdauer t_r niedrigere Impulsspannung nach Gl. (6) an der Anode ein größeres Übersetzungsverhältnis zur Hochspannungswicklung erforderlich.

Einige Beispiele sollen dies erläutern.

a) $U_b = 240$ V, keine Boosterdiode

Mit den Schaltungsparametern $A = A_{C\,h} + A_{str} + A_v = 4{,}3 + 2{,}4 + 1 = 7{,}7$ mWs, $U_{a\,end} = 80$ V (wegen der Regelreserve $> U_{Knie}$), $t_{sp} = 25\ \mu$s und $t_r = 10\ \mu$s ergibt sich für den Anodenspitzenstrom nach Gl. (5)

$$I_{a\,s} = \frac{2\,A}{(U_b - U_{a\,end})\,t_{sp}} = \frac{2 \cdot 7{,}7 \cdot 10^{-3}}{(240 - 80) \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 3{,}85\ \text{A}.$$

Die Spitzenspannung berechnet sich zu

$$U_{a\,s} \approx (U_b - U_{a\,end})\left(1 + \pi \frac{t_{sp}}{t_r}\right) = (240 - 80)\left(1 + \pi \frac{25}{10}\right) = 1420\ \text{V} = 1{,}42\ \text{kV}.$$

Man erkennt, daß der erforderliche Spitzenstrom so hoch ist, daß er mit den heute zur Verfügung stehenden Röhren nicht aufgebracht werden kann.

Dieses Beispiel zeigt, daß der Niederspannungsbetrieb ohne Boosterdiode im Zusammenhang mit Röhrenschaltungen wenig erfolgversprechend ist. Durch Verwendung einer Paralleldiode ließe sich allerdings der störende Ausschwingvorgang beseitigen und die Speicherzeit t_{sp} etwa verdoppeln; damit würde eine Halbierung des Spitzenstroms erreicht werden. Den dann benötigten Strom von etwa 2 A können die heute üblichen Ablenkröhren aber ebenfalls nicht liefern. Hinzu kommt, daß der berechnete Spitzenstrom nur einen Mittelwert darstellt. Abhängig vom Bildkontrast und der Struktur des Bildinhaltes sind Spitzenstrahlströme bis zu etwa 7,5 mA (entsprechend dem 5fachen maximalen mittleren Strahlstrom) zu erwarten, und dabei soll die Hochspannung möglichst konstant bleiben. Die Anodenkapazität der Bildröhre ist bei so hohen Spitzenstrahlströmen jedoch zu klein, um die Spannung während eines Teilbildes ausreichend konstantzuhalten. Um den Ladungsverlust auszugleichen, muß die Endpentode daher entsprechend mehr Strom aufnehmen, und zwar

$$I_{a\,s\,max} = \frac{2\,(A_{C\,h} + 5\,A_{str} + A_v)}{(U_b - U_{a\,end}) \cdot t_{sp}} = \frac{2\,(4{,}3 + 5 \cdot 2{,}4 + 1)}{(240 - 80) \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 4{,}3\ \text{A}.$$

b) $U_b = 1000$ V (Boosterschaltung)

Bei der Boosterschaltung ist die Speisespannung für die Induktivität erheblich höher. Dafür steht jedoch nur ein Teil der Horizontalperiode für die Energiespeicherung in der Induktivität zur Verfügung. Entsprechend Gl. (5) findet man für den Anodenspitzenstrom bei dunklem Bildschirm ($I_{str} = 0$)

$$I_{a\,s0} = \frac{(A_{C\,h} + A_v)}{(U_{boost} - U_{a\,end})\,t_{sp}}.$$

Darin bedeutet $t_{sp} \approx 30\ \mu$s, das Zeitintervall vom Übernahmepunkt Diode—Pentode bis zum Sperren der Pentode, U_{boost} die Booster-

spannung (1000 V) und $U_{a\,end}$ die Restspannung der Pentode (80 V). Damit wird

$$I_{a\,s0} = \frac{2 \cdot (4{,}3 + 1) \cdot 10^{-3}}{(1000 - 80) \cdot 30 \cdot 10^{-6}} = 380 \cdot 10^{-3}\,\text{A}.$$

Der mittlere Anodenstrom ist

$$I_a = \frac{A_v \cdot f_H}{U_b - U_{a\,end}} \qquad (7)$$

und ergibt sich mit der Speisespannung im Leerlauf $U_b = 270$ V und der Anodenrestspannung im Leerlauf $U_{a\,end} = 140$ V zu

$$I_{a\,0} = \frac{10^{-3} \cdot 15{,}625 \cdot 10^3}{270 - 140} = 120 \cdot 10^{-3}\,\text{A}.$$

Wird die volle Strahlleistung von 37,5 W (25 kV · 1,5 mA) abgegeben, muß im Transformator in jeder Periode zusätzlich die Energie $A_{str} = 37{,}5/15{,}625 \cdot 10^3 = 2{,}4$ mWs gespeichert werden. Daraus folgt ein Spitzenstrom in der Endpentode von

$$I_{a\,s\,1{,}5} = \frac{2\,(4{,}3 + 1 + 2{,}4)\,10^{-3}}{(1000 - 80) \cdot 30 \cdot 10^{-6}} = 560 \cdot 10^{-3}\,\text{A}.$$

Dieser berechnete Strom ist ein Mindestwert. Er gilt für den Fall, daß die Boosterdiode am Ende des Hinlaufs keinen Strom mehr führt. In der Praxis wird sich dies jedoch nicht verwirklichen lassen, da der Schaltung über die Boosterdiode zur Deckung der Verlust- und Strahlleistung ein zusätzlicher Strom aus dem Speiseteil zugeführt werden muß. Dadurch wird, wenigstens bei höheren Strahlströmen, in der Boosterdiode ein Reststrom am Ende des Hinlaufs auftreten. Der entsprechende Anteil des Pentodenstroms durchfließt nur einen Teil der Primärwicklung (n_3 im Bild 3) des Hochspannungstransformators und kann daher nur im Verhältnis $n_3/(n_1 + n_2 + n_3)$ für die Energiespeicherung wirksam werden. Deshalb muß die Pentode einen zusätzlichen Strom in der Höhe des „transformierten" Booster-Reststroms $I_{d\,end} \cdot (n_1 + n_2) / (n_1 + n_2 + n_3)$ aufnehmen. Für die folgenden Rechnungen sei dieser mit 200 mA angenommen. Damit ist bei voller Strahlleistung $I_{a\,s\,1{,}5} = 760$ mA.

Um die Anodenverlustleistung

$$P_a = k \cdot I_a \cdot U_{a\,end} \qquad (8)$$

berechnen zu können, müssen noch der mittlere Anodenstrom und die Anodenspannung am Ende des Hinlaufs bestimmt werden. Der Faktor $k = 0{,}75 \ldots 0{,}9$ berücksichtigt den Strom- und Spannungsverlauf in der Endröhre. Wegen des hohen Booster-Reststroms bei Vollast wird $k = 0{,}9$ angenommen. $U_{a\,end}$ ergibt sich aus der Kennlinie der Röhre PL 505 unter Berücksichtigung von Röhren und Einzelteilstreuungen sowie Schwankungen der Netzspannung von ± 10% zu 77 V ($U_b = 250$ V). Der Anodenstrom läßt sich nach Gl. (7) ermitteln:

$$I_a = \frac{f_H \cdot (A_{str} + A_v)}{U_b - (U_{a\,end} + U_{d\,end})} =$$

$$= \frac{15{,}625 \cdot 10^3 \cdot (2{,}4 + 1) \cdot 10^{-3}}{250 - (77 + 15)} = 336 \cdot 10^{-3}\,\text{A}$$

($U_{d\,end} \approx 15$ V ist der Spannungsfall an der Boosterdiode). P_a ergibt sich dann zu

$$P_a \approx 0{,}9 \cdot 0{,}336 \cdot 77 = 23{,}3\,\text{W}.$$

Die Impulsspannung an der Anode beträgt nach Gl. (6)

$$U_{a\,s} = (U_{boost} - U_{a\,end}) \cdot (1 - a) \cdot (1 + F_p) =$$

$$(1000 - 77) \cdot 0{,}85 \cdot 8{,}8 = 6{,}9 \cdot 10^3\,\text{V} = 6{,}9\,\text{kV}.$$

Damit bleibt man innerhalb der Grenzdaten der Röhre PL 505.

1.3. Praktische Ausführung

Im Bild 5 ist als Endröhre der Typ PL 505, als Boosterdiode der Typ PY 500 eingesetzt. Im übrigen gleicht die Schaltung der einer gewöhnlichen Ablenkstufe in Boosterschaltung (die entbehrliche Primärspule entfällt). Weil der Transformator die Energiespeicherung übernimmt, erhält sein Kern einen großen Luftspalt (Bild 6). Geeignet ist ein Ferroxcube-Kern „VK 23566" (Material „3 C 6") mit der mittleren Kernlänge $l_e = 19{,}7$ cm und dem mittleren Kernquerschnitt $A_e = 1{,}77$ cm².

Der doppelte Spitzenwert der Induktion kann etwas größer als bei gewöhnlichen Horizontalausgangstransformatoren gewählt werden, weil die Gleichstromvormagnetisierung wegen des großen Luftspaltes bedeutungslos ist. Die Gesamtwindungszahl des Transformators ist für die Spannung $U_{boost} - U_{a\,end} = 1000 - 77 = 923$ V zu bemessen:

$$n_1 + n_2 + n_3 = \frac{(U_{boost} - U_{a\,end})\, t_H\, (1 - p)}{A_e \cdot B}$$

$$= \frac{923 \cdot 64 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}82}{1{,}77 \cdot 4200 \cdot 10^{-8}} = 651\ \text{Wdg}.$$

(Bei $\Delta B = 4200 \cdot 10^{-8}$ Vs/cm² bleibt der Spitzenwert noch unter der für „3 C 6"-Kerne empfohlenen Spitzeninduktion von $2600 \cdot 10^{-8}$ Vs/cm² für Gleich- und Wechselfeld zusammen.) Die Anzapfung für die Boosterdiode wird bestimmt durch das Verhältnis n_d/n_a, wobei $n_a = n_1 + n_2 + n_3$ und $n_d = n_1 + n_2$ ist (Bild 4).

$$\frac{n_d}{n_a} = \frac{U_{boost} - (U_b - U_{d\,end})}{U_{boost} - U_{a\,end}} =$$

$$= \frac{1000 - (250 - 15)}{1000 - 77} = 0{,}828,$$

$$n_1 + n_2 = 540\ \text{Wdg}.$$

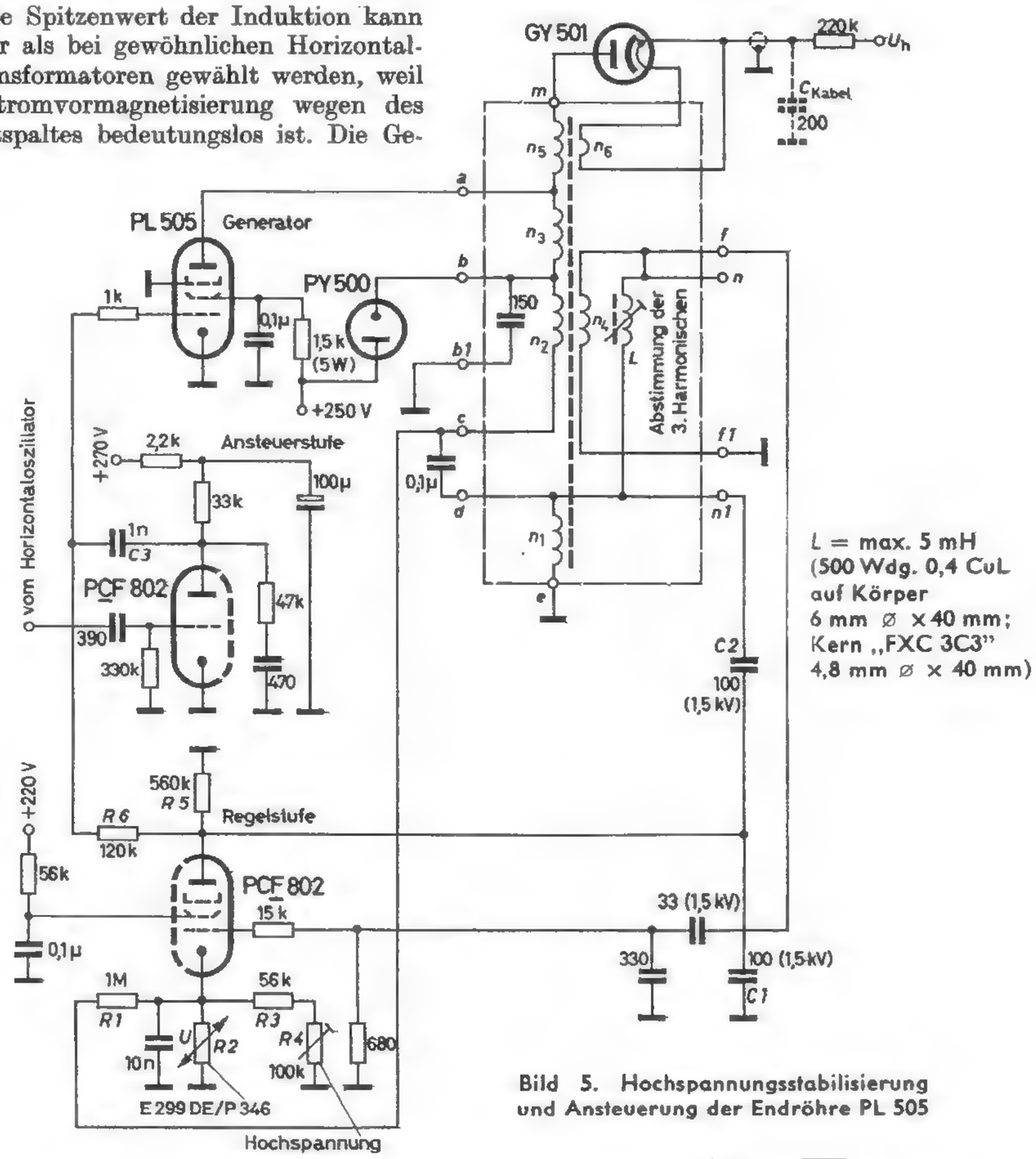
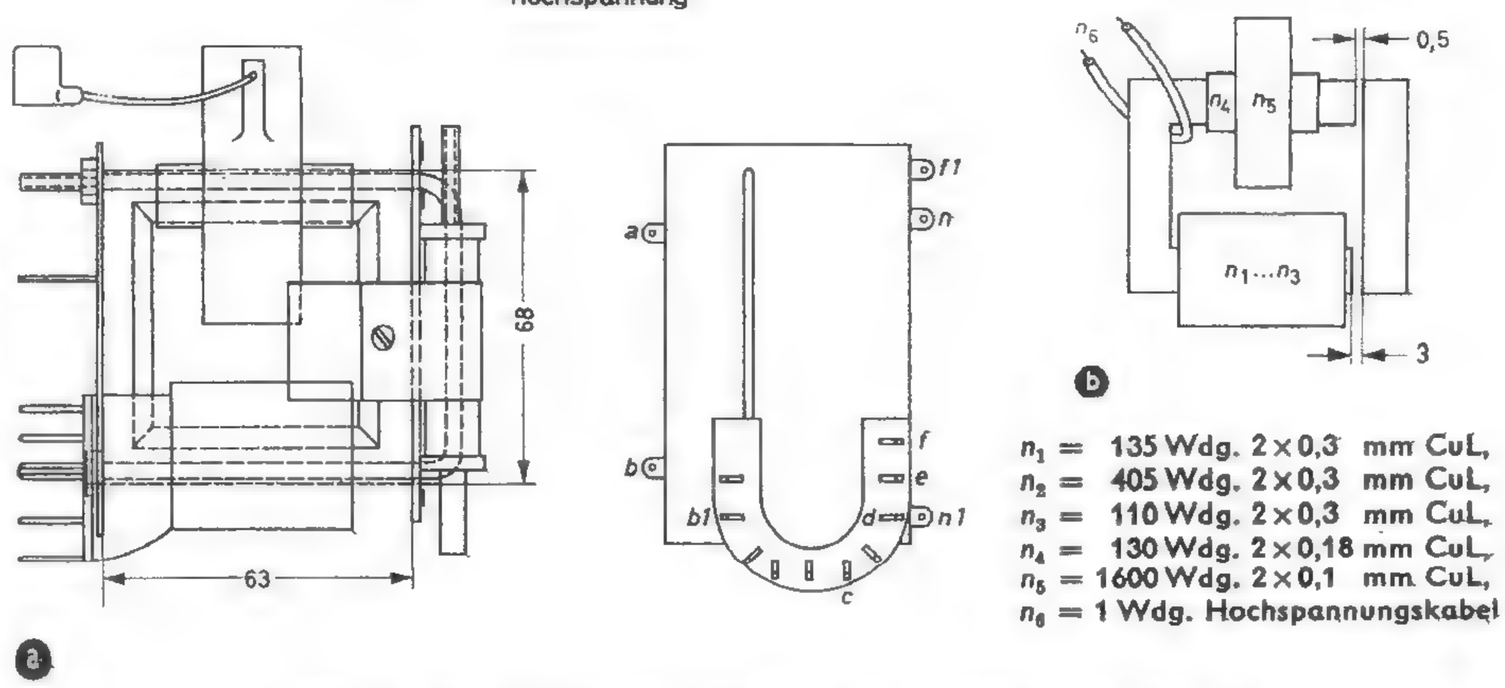


Bild 5. Hochspannungsstabilisierung und Ansteuerung der Endröhre PL 505



n_1 = 135 Wdg. 2 × 0,3 mm CuL,
n_2 = 405 Wdg. 2 × 0,3 mm CuL,
n_3 = 110 Wdg. 2 × 0,3 mm CuL,
n_4 = 130 Wdg. 2 × 0,18 mm CuL,
n_5 = 1600 Wdg. 2 × 0,1 mm CuL,
n_6 = 1 Wdg. Hochspannungskabel

Bild 6. Skizze (a) und Wicklungen (b) des Transformators (die Anschlußmaße entsprechen denen des Transformators Valvo „AT 2023")

($U_{d\,end} = 15$ V, $U_b = 250$ V.) Die Windungszahl n_5 der Hochspannungsspule ergibt sich angenähert zu

$$n_5 \approx n_a \cdot K \frac{U_h - U_{a\,s}}{U_{a\,s}} (1 - a) =$$

$$651 \cdot 1{,}1 \cdot \frac{25 - 7}{7} \cdot 0{,}85 = 1560\ \text{Wdg}.$$

(Der Faktor $K = 1{,}1$ berücksichtigt den Spannungsfall an der Streuinduktivität.)

An der Primärseite kann ein Hilfsimpuls für die Regelschaltung abgegriffen werden. Dieser Abgriff wird auch zum Anschluß der Regelspule L (Bild 5) verwendet, mit der die Abstimmung der 3. Harmonischen einzustellen ist. Dem gleichen Zweck dient die Hilfswicklung n_4 (130 Wdg.), die unmittelbar unter der Hochspannungsspule liegt. Die aus praktischen Gründen von den rechnerisch ermittelten Werten abweichenden Windungszahlen Bild 6 zu entnehmen.

Die Größe des Luftspaltes ergibt sich aus der Induktivität des Transformators, gemessen zwischen dem Pentodenanschluß und dem Boosterkondensator. Nach Gl. (4) kann L folgendermaßen berechnet werden:

$$L = \frac{(U_{\text{boost}} - U_{\text{a end}})^2}{2\,(A_{\text{str}} + A_{\text{v}} + A_{\text{C h}})}\, t_{\text{sp}}^2$$

$$= \frac{(1000 - 77)^2}{2 \cdot 7{,}7 \cdot 10^{-3}} \cdot 30^2 \cdot 10^{-12} = 50 \cdot 10^{-3}\,\text{H}. \quad (9)$$

Der zur Einstellung dieser Induktivität benötigte Luftspalt ist empirisch zu ermitteln. Auf der Primärseite wird ein Luftspalt von 3 mm, auf der Sekundärseite von 0,5 mm vorgesehen. Wegen des Streufeldes zwischen den Jochen hat der Luftspalt auf der Sekundärseite weniger Einfluß auf die Primärinduktivität als auf die Kopplung zwischen Primär- und Sekundärwicklung.

Die Meßergebnisse sind in Tab. II zusammengestellt. Für die Messung war der Hochspannungsteil zusammen mit der im folgenden Abschnitt beschriebenen Schaltung zur Spannungsregelung in ein Farbfernsehgerät eingebaut, dessen Netzteil einen Einweggleichrichter (2 × BY 100) enthielt. Aus Tab. II geht hervor, daß die in der Schaltung durch grafische Integration ermittelte Anodenverlustleistung der Röhre PL 505 bei Abgabe der vollen Strahlleistung erheblich unter dem zulässigen Grenzwert von $P_a = 25$ W bleibt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die in die Berechnung eingesetzte Anodenhinlaufspannung von 77 V in der Schaltung nicht erreicht wird. Eine Erhöhung von $U_{\text{a end}}$ von 65 auf 77 V würde gleichzeitig eine Zunahme des Anodenstroms im Verhältnis

$$\frac{I_a'}{I_a} = \frac{U_b - 65}{U_b - 77}$$

zur Folge haben, so daß die Anodenverlustleistung dann um

$$\frac{77\,(U_b - 65)}{65\,(U_b - 77)},$$

also von 16,4 auf etwa 20,3 W steigen würde ($U_b = 250$ V). Der Regelbereich würde dadurch noch vergrößert werden.

Tab. II. Meßwerte des Hochspannungsteils nach Bild 5

ΔU_{Netz}	%	−10	−10	0	0	+10	+10
I_{str}	mA	0	1,5	0	1,5	0	1,5
U_b	V	239	223	267	251	294	294
U_h	kV	24,4	23,1	25,0	24,3	25,5	24,9
U_{boost}	V	1030	1075	1070	1130	1115	1175
$U_{g\,2}$	V	227	173	251	222	276	243
$I_{g\,2}$	mA	7,8	33,0	9,7	19,4	11,8	22,5
$P_{g\,2}$	W	1,8	5,7	2,4	4,3	3,25	5,5
I_a	mA	124	309	124	310	124	311
I_k	mA	132	342	134	329	136	333
$U_{\text{a end}}$	V	107	42	130	65	153	88
$U_{g\,1\,\text{end}}$	V	− 31	− 7	− 37	− 17,5	− 42	− 22
$I_{g\,2\,\text{end}}$	mA	37	72	42	55	46	64
$I_{k\,\text{end}}$	mA	405	800	420	800	435	830
$I_{a\,\text{end}}$	mA	368	728	378	745	389	766
$I_{d\,\text{end}}$	mA	0	310	0	310	0	320
$I_{d\,s}$	mA	400	400	400	400	400	400
$U_{d\,s}$	kV	4,8	5,5	4,9	5,65	5,0	5,8
$U_{a\,s}$	kV	5,5	6,35	5,6	6,6	5,7	6,8
P_a	W	—	—	—	16,4	—	24,3
$U_{a\,\min}$	V	67	25	87	45	112	70
$I_{C\,\text{boost ss}}$	A	0,8	0,88	0,82	0,91	0,84	0,93

2. Spannungsregelung

2.1. Innenwiderstand und Regelgeschwindigkeit

Untersuchungen haben gezeigt, daß das Verhältnis Fokussierspannung zu Hochspannung um etwa ± 4% vom Optimalwert abweichen darf, bevor ein störender Schärfeverlust auftritt. Das entspricht einer Änderung der Hochspannung um ± 1 kV[1]) bei $U_h = 25$ kV. Auch eine Änderung der Bildgroße von 2% als Folge von Strahlstromschwankungen kann noch als annehmbar angesehen werden. Die entsprechende Variation der Hochspannung beträgt 4% oder 1 kV, wenn der Ablenkstrom konstant bleibt.

Bei 1,5 mA mittlerem Strahlstrom ist also ein Innenwiderstand der Hochspannungsquelle von

$$\Delta U_h / I_{\text{str}} = \frac{1 \cdot 10^3}{1{,}5 \cdot 10^{-3}} \approx 670 \cdot 10^3\,\text{Ohm}$$ noch zulässig. Da sich mit der herkömmlichen VDR-Schaltung ein Innenwiderstand von 2 MOhm kaum unterschreiten läßt, ist die Anordnung einer Verstärkerstufe im Regelkreis notwendig.

Die Stabilisierung des Hochspannungsgenerators gegen Änderungen der Netzspannung braucht dagegen nicht besonders aufwendig ausgeführt zu werden. Es ist der gleiche Stabilisierungsgrad wie bei der VDR-stabilisierten Ablenkstufe anzustreben, damit die günstigste Einstellung der Fokussierung erhalten bleibt.

Eine weitere Bedingung ist der Regelschaltung bezüglich der Regelgeschwindigkeit gestellt. Die minimale Schirmkapazität der Bildröhre beträgt $C_{g4+5+6/m+m'} = 2{,}5$ nF. Bei vollem Strahlstrom (aller drei Systeme) von 7,5 mA (Spitzenstrom) bildet die Bildröhre einen Entladewiderstand von

$$R_e = \frac{U_h}{I_{\text{str}}} = \frac{25 \cdot 10^3}{7{,}5 \cdot 10^{-3}} = 3{,}3 \cdot 10^6\,\text{Ohm} = 3{,}3\,\text{MOhm}.$$

Damit ergibt sich die Entladezeitkonstante zu

$$\tau_e = C_{g4+5+6/m+m'} \cdot R_e = 2{,}5 \cdot 10^{-9} \cdot 3{,}3 \cdot 10^6 = 8{,}2 \cdot 10^{-3}\,\text{s} = 8{,}2\,\text{ms}.$$

Der Innenwiderstand des ungeregelten Hochspannungsgenerators ist ≧ 10 MOhm. Ein ähnlicher Wert gilt für den dynamischen Innenwiderstand bei träger Regelung. Weil ein Teilbild 20 ms dauert, kann während dieser Zeit die Hochspannung bereits auf einen Bruchteil des Leerlaufwertes zusammenbrechen. Die Folge wären starke Änderungen der Rastergeometrie bei hellen Bildstellen. Die Nachladung der Anodenkapazität der Bildröhre bei hohen Strahlströmen erfordert einen entsprechend erhöhten Spitzenstrom der Endpentode, und die dazu notwendige Arbeitspunktänderung muß ausreichend schnell erfolgen. Die Zeitkonstante der Regelung soll also klein gegenüber der Entladezeitkonstante τ_e der Bildröhrenkapazität (≪ 8,2 ms) sein. Eine so kleine Regelzeitkonstante läßt sich mit der üblichen VDR-Schaltung aber nicht verwirklichen.

2.2. Praktische Schaltung

Eine Schaltung nach Bild 5 mit dem Pentodenteil der Röhre PCF 802 als getastetem Impulsgleichrichter erfüllt die genannten Bedingungen. Die an der Anode liegende positiv gerichtete Impulsspannung von etwa 500 V (Bild 7) wird

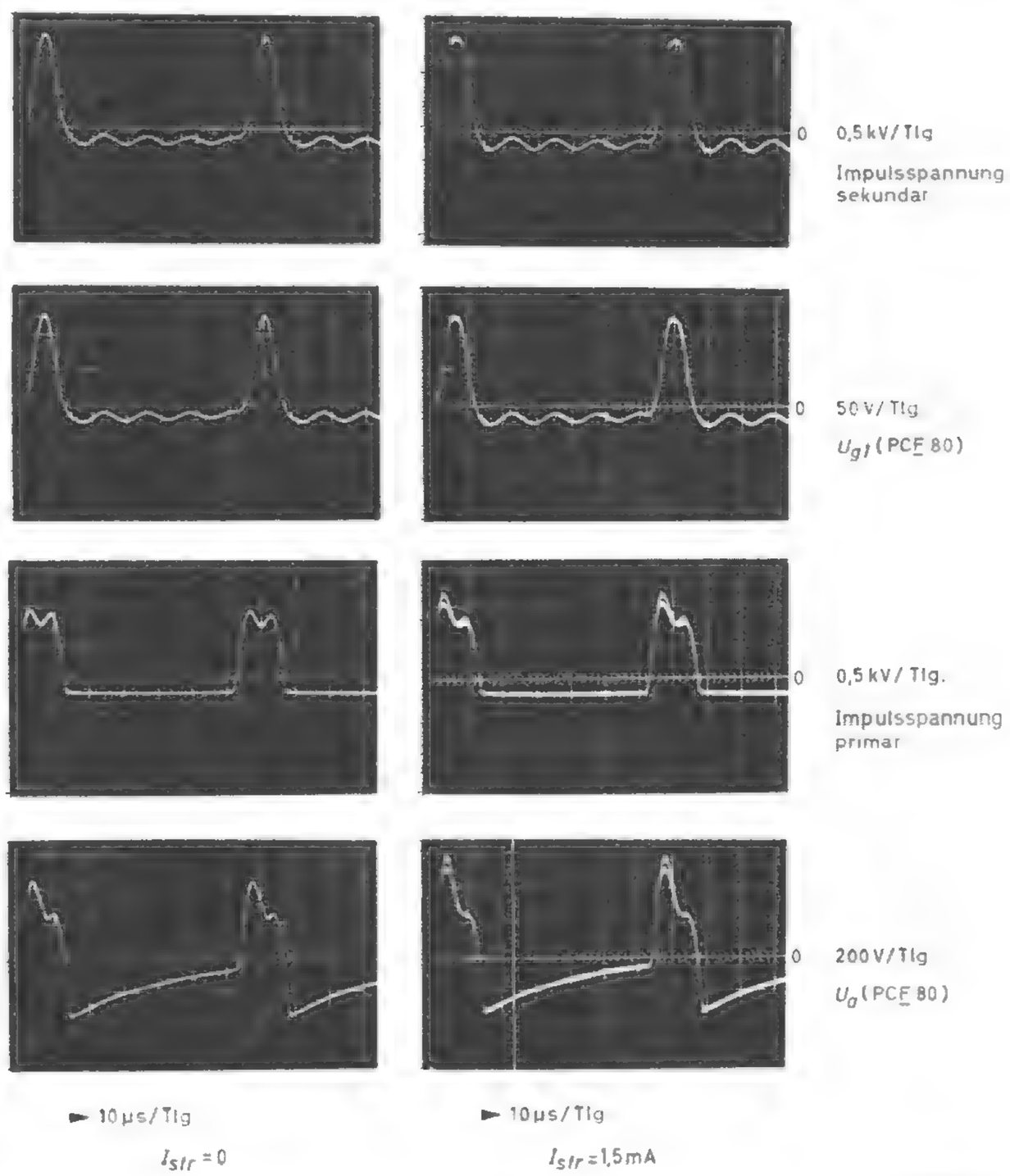


Bild 7. Oszillogramme der Regelschaltung nach Bild 5. Von oben nach unten: Impulsspannung an der Sekundärseite des Hochspannungstransformators, Gitterspannug am Pentodensystem der Regelröhre PCF 802, Impulsspannung an der Primärseite des Hochspannungstransformators, Anodenspanung am Pentodensystem der Regelröhre PCF 802

[1]) Das ist gleichzeitig auch die einer Verschlechterung des Deckungsfehlers am Schirmrand auf ± 0,5 mm entsprechende Hochspannungsänderung (bei konstantem Ablenk- und Konvergenzstrom).

von der Primärseite des Hochspannungstransformators abgenommen (Wicklung n_1). Die Katode liegt an dem Spannungsteiler *R 1*, *R 2*, *R 3*, *R 4*, der an die Boosterspannung angeschlossen ist. Dabei stabilisiert der VDR-Widerstand *R 2* die Bezugsspannung für die Regelung. Mit *R 4* kann die Hochspannung auf ihren Sollwert eingestellt werden. Zum Steuergitter gelangt ein Teil der Impulsspannung an der Hochspannungsspule (Bild 7). Weil ein Abgriff an der Hochspannungsspule Schwierigkeiten bereitet, wird der Hilfsimpuls von einer unter der Hochspannungsspule angeordneten Koppelwicklung n_4 für die Abstimmung auf die 3. Harmonische abgenommen. Sinkt die Impulsspannung an der Sekundärseite des Transformators infolge höheren Strahlstroms ab, so nimmt auch die Impulskomponente der Gitterspannung der Regelröhre ab. Weil die Katodenspannung durch die VDR-Schaltung konstantgehalten wird, sinkt dann auch der Anodenstrom.

Die Kondensatoren *C1* und *C2* im Anodenkreis (Bild 5) werden durch den impulsförmigen Anodenstrom während der Rücklaufzeit aufgeladen. Dadurch entsteht am Arbeitswiderstand *R 5* eine negative Gleichspannung, die der Endpentode über den Siebwiderstand *R 6* als Regelspannung zugeführt wird. Dem verfügbaren Anodenstrom der Pentode entsprechend schwankt die negative Richtspannung am Arbeitswider-

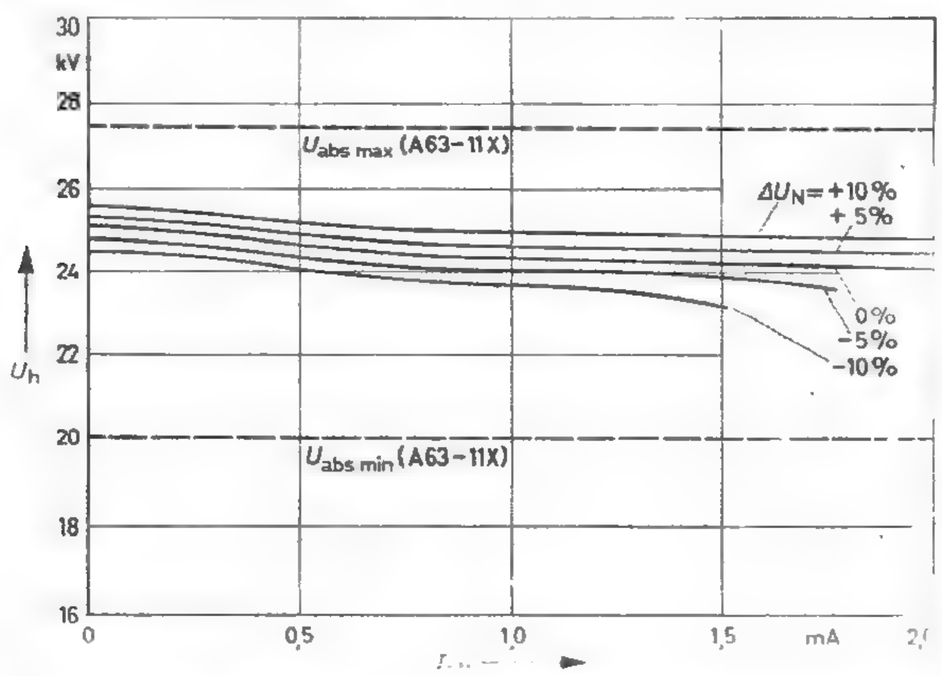


Bild 8. Belastungskennlinien des Hochspannungsteils

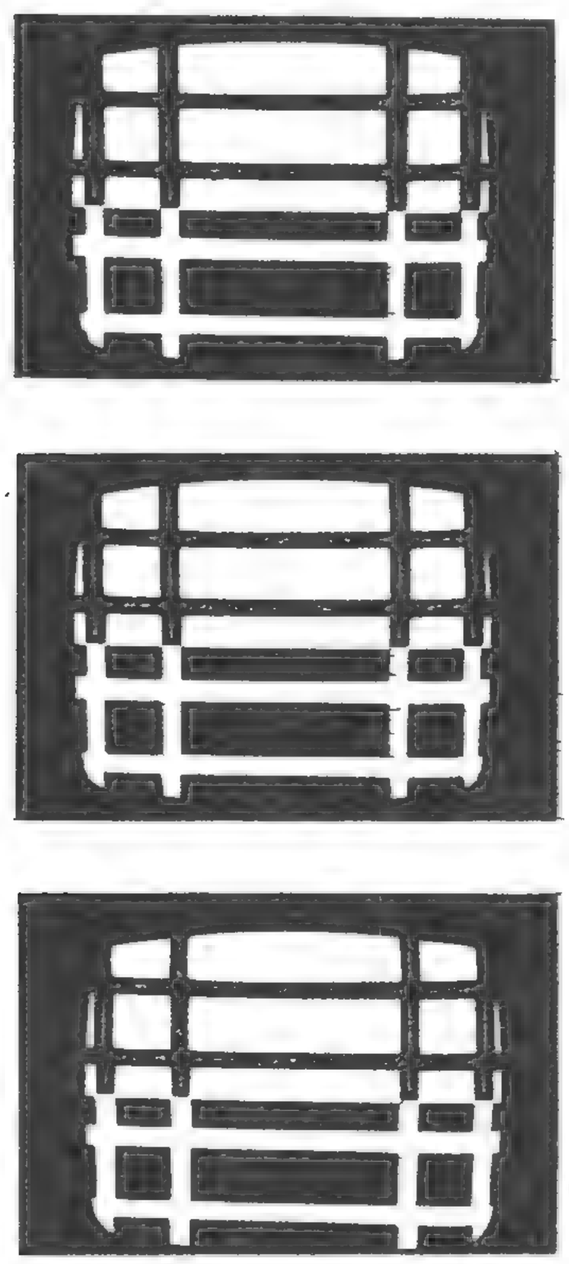


Bild 9. Schirmbilder mit großem Bildkontrast bei verschiedenen Strahlströmen I_{str} ◀

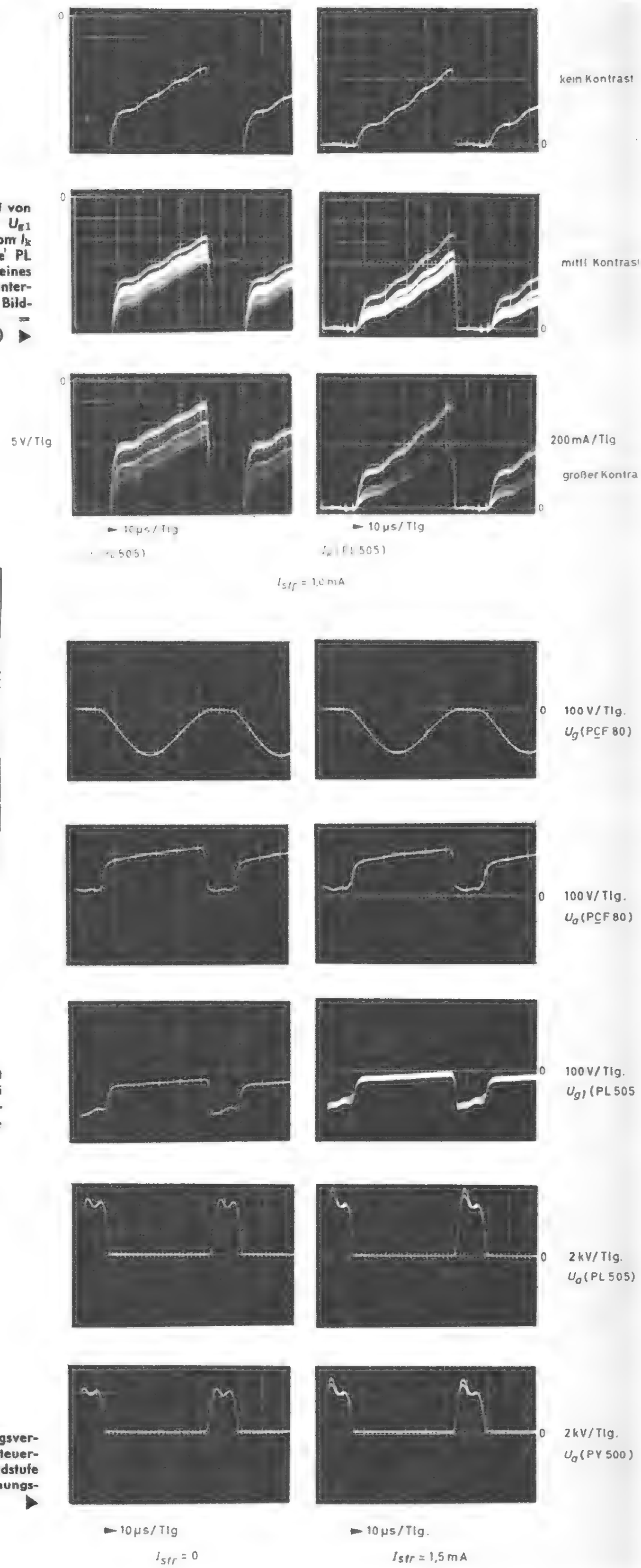


Bild 10. Verlauf von Gitterspannung U_{g1} und Katodenstrom I_k der Endpentode PL 505 während eines Teilbildes bei unterschiedlichem Bildkontrast (I_{str} = 1,0 mA = const) ▶

Bild 11. Spannungsverläufe an der Ansteuerstufe und der Endstufe des Hochspannungsgenerators ▶

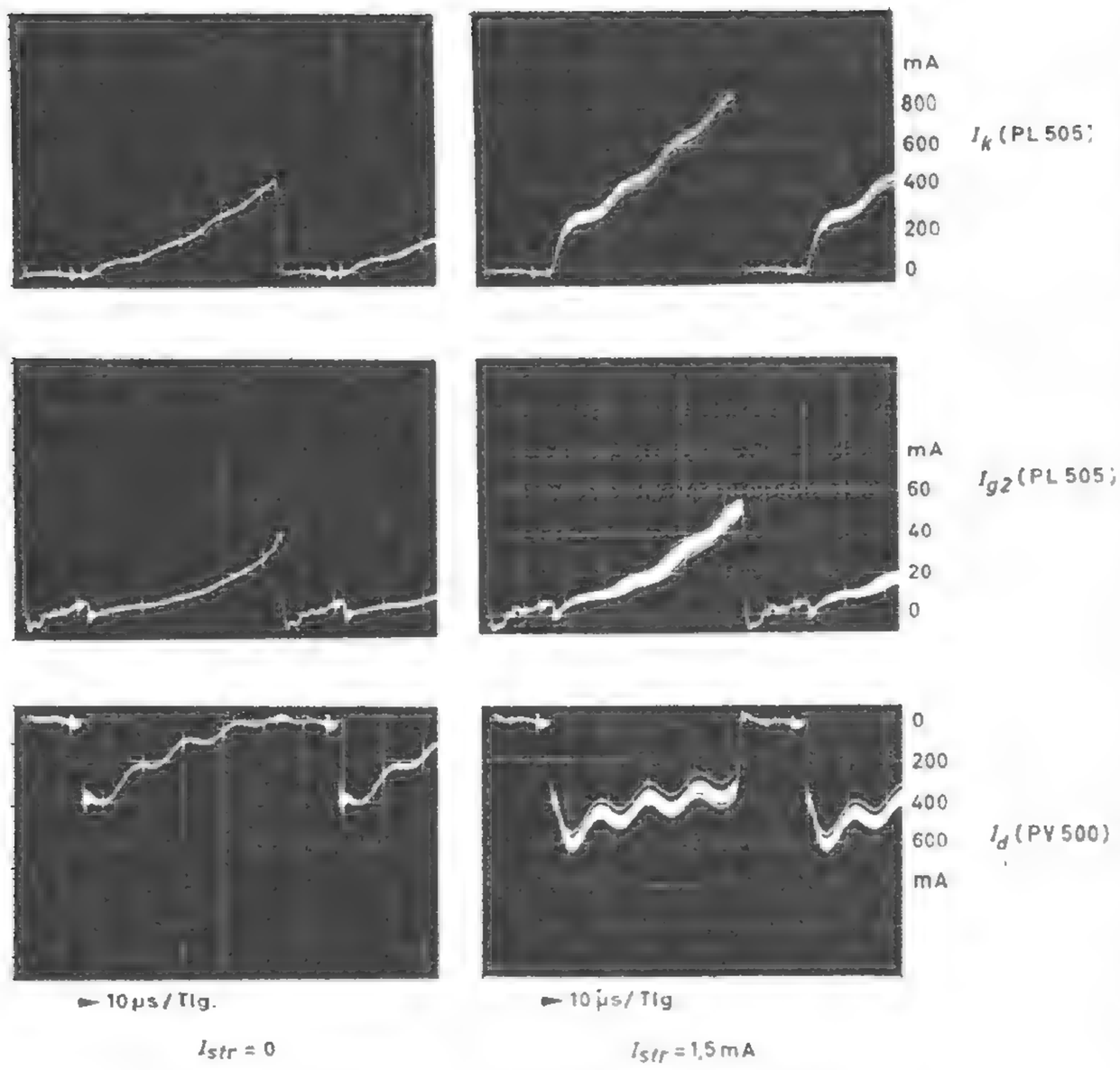


Bild 12. Ströme in der Endstufe des Hochspannungsgenerators

stand *R 5* und damit die Regelspannung am Gitter der Endpentode. Ein Absinken des Anodenstroms in der Regelröhre hat eine Änderung der Gitterspannung der Leistungsröhre in positiver Richtung zur Folge. Damit ist die erforderliche Regelrichtung zum Ausgleich der Hochspannungsbelastung gegeben.

Bild 8 zeigt Belastungskennlinien des gesamten Hochspannungsteils mit der Netzspannung als Parameter. Der Innenwiderstand liegt mit etwa 600 kOhm so niedrig, daß die Bedingungen bezüglich Rasterkonstanz und Punktschärfe eingehalten werden können. Die Zeitkonstante der Regelung (etwa 1 ms) wird durch den Arbeitswiderstand der Regelröhre und die Koppelkondensatoren *C1*, *C2* und *C3* zur Zuführung der Rücklauf- und Austastimpulse bestimmt. Die Aufnahmen eines Schirmbildes mit großen Helligkeitsunterschieden (Bild 9) zeigen eine ausreichende Wiedergabe der senkrechten Bildkanten. Im Bild 10 sind die Oszillogramme von Gitterspannung und Katodenstrom der Endpentode dargestellt, und zwar ohne, mit mittlerem und mit großem Kontrast (entsprechend Bild 9), jedoch konstantem mittlerem Strahlstrom I_{str} = 1,0 mA.

3. Ansteuergenerator

Die direkte Speisung des Hochspannungs- und des Ablenkgenerators aus derselben Steuerimpulsquelle ist nicht möglich. Die raschen Änderungen der Regelspannung des Hochspannungsteils würden sich über die Koppelglieder auch auf den Ablenkgenerator auswirken und bei hellen Bildpartien zu seitlichen Verschiebungen führen.

Diese Bildstörungen lassen sich durch Anordnung einer getrennten Impulsformerstufe für den Hochspannungsteil vermeiden. Dafür findet der Triodenteil der Röhre PCF 802 Anwendung, der vom gemeinsamen Sinusoszillator gesteuert wird (Bild 5). Die Ablenkstufe erhält ihren Steuerimpuls unmittelbar von der Impulsformerröhre des Sinusoszillators. Bild 11 zeigt die Oszillogramme der Spannungen an Steuerstufe und Endstufe, Bild 12 den Verlauf der Ströme in der Endstufe.

In einer anderen Schaltung findet ein Hilfsimpuls aus der Ablenkstufe für die Steuerung des Hochspannungsgenerators Verwendung, wobei mit oder ohne Trennröhre gearbeitet werden kann. Ein Vorteil dieser Anordnung ist die bessere Trennung zwischen Sinusoszillator und Hochspannungsteil, so daß noch mögliche Rückwirkungen (die sich ebenfalls in einer Änderung des Zeilenbeginns bei wechselndem Bildinhalt auswirken würden) vermieden werden. Ein Ausfall der Horizontalablenkung wäre mit einem sofortigen Zusammenbrechen der Hochspannung verbunden, und die Bildröhre wäre noch wirkungsvoller geschützt als durch das Ausbleiben der Fokussierspannung allein.

Den Ausstellungsstand der **FUNK-TECHNIK**
auf der
Hannover-Messe 1966 *finden Sie in*
HALLE 11 · STAND 31
Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu können

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
HELIOS-VERLAG GMBH
BERLIN-BORSIGWALDE · POSTANSCHRIFT: 1 BERLIN 52

Persönliches

Frau H. Ebner 65 Jahre

Frau Hermine Ebner, Inhaberin der Phonospezialfabrik *Perpetuum-Ebner*, St. Georgen/Schwarzwald, beging am 2. April 1966 ihren 65. Geburtstag. Bereits in den zwanziger Jahren mußte Frau Ebner wegen des schlechten Gesundheitszustandes ihres Vaters einen erheblichen Teil der Unternehmensführung übernehmen, und als ihr Gatte 1956 verstarb, trat sie wieder entschlossen und verantwortungsbewußt an die Spitze des Werkes. Als im Geschäftsleben allseits beliebte Persönlichkeit genießt Frau Ebner auf Grund ihres fraulichen Charmes und ihres Verständnisses für die menschlichen Sorgen besondere Wertschätzung auch bei allen Werksangehörigen.

O. Laaß 70 Jahre

Viele kennen ihn sehr gut aus seiner über 30jährigen Pressearbeit für *Telefunken*, und andere schätzen besonders auch sein fast 40jähriges Wirken für den Amateurfunk. Am 22. 3. 1966 wurde Otto Laaß nun 70 Jahre. 1927 schon kam er zum DASD, dem Vorgänger des heutigen DARC, dessen Ehrenmitglied er ist und dessen Goldene Ehrennadel er mit Stolz trägt. Seit langem gehört O. Laaß, der hagere OM mit dem jungen Herzen, auch der Technisch-Literarischen Gesellschaft und anderen Presseverbänden an. Viel Glück, Gesundheit und geruhsame Tage wünschen wir ihm in seiner Heimatstadt Berlin.

H. Goldberg 65 Jahre

1901 geboren, studierte Hanns Goldberg in Darmstadt und ging 1924 als junger Diplom-Ingenieur in die Nachrichtengeräte-Industrie. 1927 holte ihn Dr. Dietz (*Körting-Radio*) als Entwicklungsleiter nach Leipzig, wo er später auch als Technischer Direktor bis Kriegsende tätig war.

In den dreißiger Jahren wurde ihm besondere Anerkennung für die erfolgreiche Entwicklung und Konstruktion von hochwertigen Rundfunkempfängern mit Motorsteuerung und Scharfabstimmung zuteil.

Durch Firmenzusammenschluß im Jahre 1940 kam er zum Verband der *Loewe Opta*-Unternehmungen. Das Kriegsende sah ihn nur kurze Zeit noch in Deutschland. 1958 kehrte er nach einem zwölfjährigen Aufenthalt in der UdSSR zurück und wurde 1959 Entwicklungsleiter im Werk Kronach. Wenig später erhielt er die Ernennung als Leiter der Zentralen Entwicklung und zum Technischen Direktor für alle Betriebe.

Th. Einsele übernahm Lehrstuhl

Dr. Theodor Einsele aus den Laboratorien der *IBM Deutschland* in Böblingen übernahm am 1. April 1966 als ordentlicher Professor den neugeschaffenen Lehrstuhl für Datenverarbeitung an der TH München. Dr. Einsele, geboren am 11. August 1921 in Kirchheim/Teck, studierte an der TH Stuttgart Nachrichtentechnik, war wissenschaftlicher Assistent bei Professor Feldtkeller und promovierte 1953. Im selben Jahr kam er als Wissenschaftler zum *IBM*-Labor nach Böblingen.

Professor Dr. Einsele hatte bereits in den Jahren 1956/57 an der TH Stuttgart und seit 1960 an der TH Karlsruhe Lehraufträge für Schaltalgebra und Schaltkreistechnik sowie Organisation und Speicher für digitale Systeme inne.

NF-Voltmeter mit Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren

Wegen ihrer geringen inneren Rückkopplungskapazität zwischen Drain- und Gate-Elektrode ist es mit Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren möglich, Wechselspannungsverstärker mit verhältnismäßig kleiner effektiver Eingangskapazität aufzubauen. Im folgenden wird ein NF-Voltmeter beschrieben, das vier *RCA*-Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren 3N99 enthält. Der Eingangswiderstand des Meßverstärkers ist 1 Ohm. Im unteren Meßbereich sind für Vollausschlag des Anzeigeinstruments 10 mV am Verstärkereingang erforderlich. Der Meßverstärker hat im interessierenden Frequenzbereich 20 Hz bis 20 kHz einen flachen Amplitudengang. Wegen des geringen Stromverbrauchs von nur 2,5 mA eignet sich die Schaltung besonders für batteriebetriebene Taschenintrumente.

Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des NF-Voltmeters. Der Transistor *T 1* arbeitet als Source-Folger. Die Source-Folger-Schaltung (auch Drain-Basisschaltung genannt) hat einen noch höheren Eingangswiderstand als die Source-Basisschaltung und zeichnet sich außerdem durch die kleinste erreichbare effektive Eingangskapazität C_e aus. Der Spannungsverstärkungsfaktor A der Source-Folger-Schaltung ist < 1. Für die Eingangskapazität ergibt sich

$$C_e = C_{gd} + (1 - A)\, C_{gs}. \qquad (1)$$

Darin ist C_{gd} die innere Gate-Drain-Kapazität und C_{gs} die innere Gate-Source-Kapazität. Als Arbeitspunkt wurden für *T 1* ein niedriger Drain-Strom von $I_D = 0{,}23$ mA und eine Drain-Source-Spannung von $U_{DS} = 9{,}5$ V gewählt. Die Gate-Drain-Kapazität des 3N99 hat dabei den Wert $C_{gd} = 0{,}1$ pF, und die Gate-Source-Kapazität ist $C_{gs} = 5$ pF. Für den Spannungsverstärkungsfaktor dieser Stufe ergibt sich $A = 0{,}92$. Damit erhält man aus Gl. (1) eine effektive Eingangskapazität für den Meßverstärker von nur 0,5 pF.

Die zweite Verstärkerstufe mit dem Transistor *T 2* ist über den keramischen 0,33-µF-Kondensator *C 1* an die Source-Elektrode von *T 1* angekoppelt. *T 2* arbeitet in Source-Basisschaltung. Wie in der ersten Verstärkerstufe, so sorgt auch hier ein 10-kOhm-Source-Widerstand (*R 3*), der mit *C 2* überbrückt ist, für einen Drain-Strom von etwa 0,23 mA. Der Spannungsverstärkungsfaktor dieser Stufe liegt zwischen 16 und 20.

Die dritte Verstärkerstufe *T 3* entspricht bis auf das nicht kapazitiv überbrückte Potentiometer *P 1* in der Source-Leitung der zweiten Stufe. Mit *P 1* kann die Gegenkopplung von *T 3* und damit die Spannungsverstärkung im Bereich 10 ... 20 geändert werden. Bei 10 mV_{eff} Eingangsspannung von *T 1* ergibt sich eine maximale Ausgangsspannung an der Drain-Elektrode des Transistors *T 3* von etwa 2,8 V_{eff}.

In der vierten Stufe des Meßverstärkers bewirkt ein Transistor in Source-Folger-Schaltung die erforderliche Widerstandstransformation zwischen dem hohen Ausgangswiderstand des Transistors *T 3* (etwa 0,3 MOhm) und dem niedrigen Eingangswiderstand der Gleichrichterschaltung. Da *T 4* aber auf einen kleineren Widerstand arbeitet als der Transistor *T 1*, muß *T 4* mit entsprechend höherem Drain-Strom betrieben werden, damit er die benötigte größere Übertragungsleitfähigkeit g_{fs} erreicht. Der effektive Ausgangswiderstand R_a der Source-Folger-Schaltung ist

$$R_a = \frac{r_{os} \cdot R_S}{(1 + g_{fs} \cdot r_{os})\, R_S + r_{os}}. \qquad (2)$$

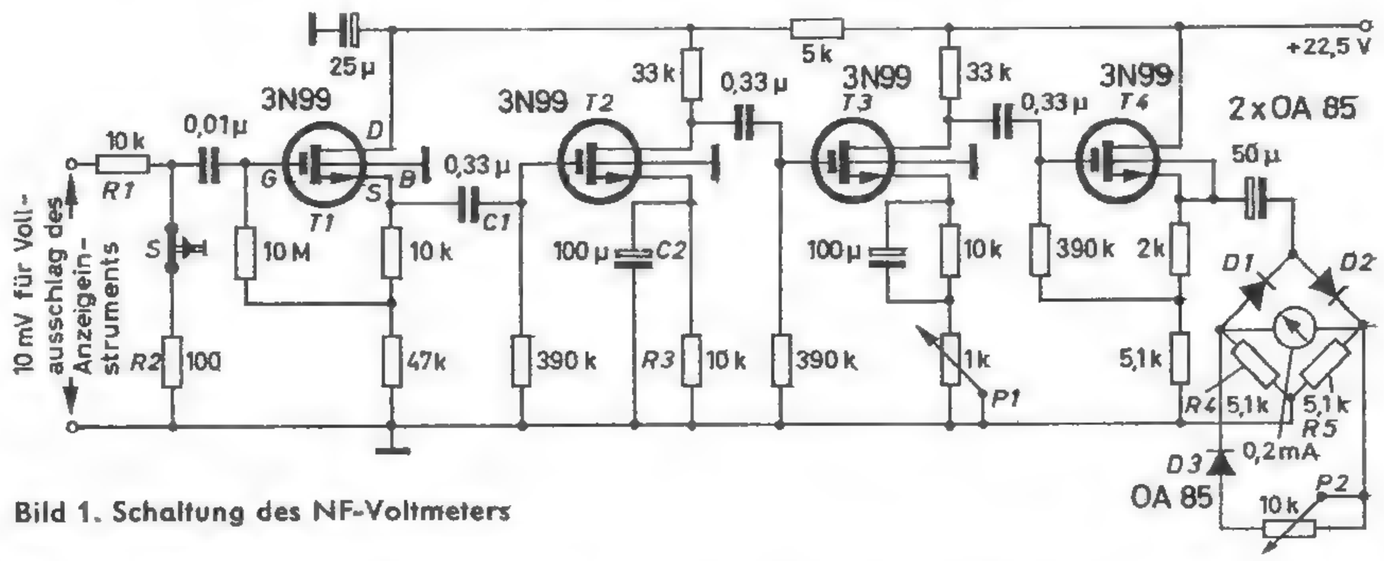


Bild 1. Schaltung des NF-Voltmeters

In Gl. (2) bedeutet r_{os} den Ausgangswiderstand des Transistors in Source-Basisschaltung und R_S den insgesamt wirksamen Source-Serienwiderstand. Bei dem gewählten Drain-Strom $I_D = 1{,}8$ mA hat der Transistor 3N99 die Werte $r_{os} \approx 68$ kOhm und $g_{fs} \approx 1{,}3$ mS. Da der wirksame Source-Serienwiderstand $R_S \approx 3$ kOhm beträgt, errechnet sich ein effektiver Ausgangswiderstand der vierten Verstärkerstufe und damit des Meßverstärkers von $R_a \approx 600$ Ohm. Der Spannungsverstärkungsfaktor der vierten Stufe ist 0,78. Ein Signal von 1,8 V_{eff} an der Source-Elektrode von *T 4* genügt, um Vollausschlag des 0,2-mA-Anzeigeinstruments zu erreichen.

Die Gleichrichtung erfolgt in einer Brükkenschaltung mit den Dioden *D 1*, *D 2* und den Widerständen *R 4*, *R 5*. *D 3* bewirkt in Verbindung mit *P 2* die Kompensation des nichtlinearen Kennlinienteils der Dioden *D 1*, *D 2* und damit die Linearisierung des unteren Skalenbereichs des Anzeigeinstruments.

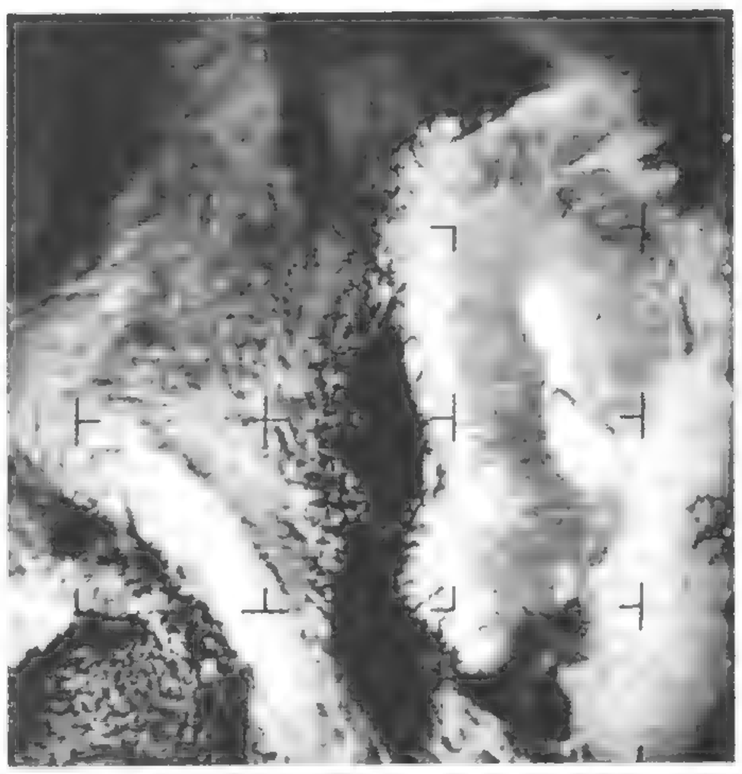
Am Eingang des Meßverstärkers ist ein 100 : 1-Spannungsteiler *R 1*, *R 2* angeordnet, der die Gate-Elektrode von *T 1* vor versehentlicher Überbelastung schützt. Mit der Drucktaste *S* wird der Eingang des Meßverstärkers freigegeben. *L. Büttner*

Schrifttum

Griswold, D. M.: Understanding and using the MOS FET. Electronics Bd. 37 (1964) Nr. 31, S. 66–70

Sternwarte Bochum empfängt Bildsignale des Wettersatelliten „Essa 2"

Die von dem am 28. Februar 1966 gestarteten amerikanischen Wettersatelliten „Essa 2" gesendeten Tracking- und Telemetriesignale konnten von der Sternwarte der Stadt Bochum (Dir. H. Kaminski) bereits beim ersten Umlauf registriert werden. Aus den Beobachtungen der Bahn des Satelliten (Bahndaten: Perigäum 1353 km, Apogäum 1413 km, Bahnneigung 101°, Umlaufzeit 113,42 min) wurden die entsprechenden Positionen des Satelliten zur Nachführung der Antenne bestimmt. Die erste Bildsendung für Europa wurde am 2. März empfangen und zeigt einen Teil des nördlichen Eismeeres. Seitdem ist eine Reihe weiterer Bilder empfangen worden, die einen Bereich von der Jenissei-Mündung bis Neufundland und vom Persischen Golf bis zu den Kapverdischen Inseln erkennen lassen. Die abgebildete Aufnahme stammt vom 13. März und zeigt fast wolkenfrei Skandinavien und den zugefroreren Bottnischen Meerbusen. Die norwegischen Fjorde sind klar erkennbar, Island (links) liegt teilweise unter Wolken.



Skandinavien und Bottnischer Meerbusen (Aufnahme vom 13. 3. 1966)

Wie detailreich die Aufnahmen sind, die „Essa 2" nach dem APT-System (Automatic Picture Transmission) zur Erde sendet, konnte an einem weiteren Bild erkannt werden, das am 13. März zur Erde gefunkt wurde; es zeigt Neufundland, östlich der Kap Breton Inseln sind noch die kleinen französischen Inselgruppen Groß-Miquelon, Klein-Miquelon und San Pierre zu sehen. Die typisch kartografischen Formen Europas gehen bisher nur in Ausnahmefällen aus den Bildern von „Essa 2" hervor. Das ist verständlich, da augenblicklich der Übergang vom Winter zum Sommer stattfindet. Die für die Sommermonate zu erwartende Hochdruckwetterlage wird sicherlich dann Bilder bringen, die sich mit denen von „Nimbus A" vergleichen lassen. Zusätzlich aber werden dann erheblich größere Bereiche des europäischen Kontinents auf einen Blick sichtbar.

Das Institut für Satelliten- und Weltraumforschung der Sternwarte der Stadt Bochum hat von den Sendungen des Satelliten „Nimbus A" mehrere Bildserien den verschiedenen Instituten des Bundesgebietes zur Verfügung stellen können. Ähnliche Anforderungen liegen auch jetzt für die Bildsendungen des Satelliten „Essa 2" vor.

J. ZIMMERMANN, Telefunken AG, Ulm

Ablenkmittel für Farbfernsehgeräte

DK 621.397.62:621.397.132

1. Einleitung

Auf Grund der mechanischen Abmessungen sowie der elektrischen Daten der Dreistrahl-Farbröhre ergab sich die Notwendigkeit, im Vergleich zum Schwarz-Weiß-Fernsehen völlig neue Ablenkmittel zu entwickeln. Außerdem kommt als neues Bauteil im Farbfernsehempfänger die Konvergenzeinheit dazu.

An die Ablenkeinheit werden wegen der verlangten Farbreinheit und Konvergenz (das Zusammentreffen der drei Elektronenstrahlen mit ihrem Schnittpunkt im Maskenloch an jeder beliebigen Stelle des Bildschirmes) hohe Anforderungen gestellt. Schon bei der Herstellung der Bildröhre wird durch Anbringung der Lichtquelle an der richtigen Stelle auf den späteren Sitz der Ablenkeinheit Rücksicht genommen. Auf die Tatsache, daß zur Einhaltung der Konvergenzbedingung ein zusätzliches Bauteil – die Konvergenzeinheit – notwendig ist, wurde bereits in dem Beitrag über die Bildröhre A 63–11 X[1]) hingewiesen.

Um zu erreichen, daß die einmal gewählte Einstellung der Farbreinheit und der Konvergenz auch bei unterschiedlichen Strahlströmen (Bildinhalt, Helligkeitseinstellung) erhalten bleibt, müssen die dem Zeilentransformator (beziehungsweise dem Hochspannungstransformator) entnommene Bildröhrenhochspannung und die Fokussierspannung weitgehend konstantgehalten werden.

Nicht zuletzt muß auch der konstruktive und schaltungsmäßige Aufwand in vernünftigen Grenzen bleiben, da bei der Farbfernsehgerätefertigung ebenso scharf kalkuliert werden muß, wie heute bei Schwarz-Weiß-Geräten.

2. Ablenkeinheit mit Konvergenzeinheit

Die Ablenkspulen und die Konvergenzeinheit sind elektrisch aufeinander abgestimmt. Es lag daher nahe, sie auch mechanisch zu einer einzigen Einheit zusammenzufassen. Dazu gehört auch der Farbreinheitsmagnet.

Die Bilder 1 und 2 zeigen die Ablenkeinheit mit der Konvergenzeinheit in einem vorläufigen Gehäusekorb. Aus der Maßskizze (Bild 3) können die späteren Hauptabmessungen der Einheit entnommen werden.

2.1. Ablenkeinheit

Die Ablenkeinheit ist für die Verwendung mit der Farbbildröhre A 63–11 X ausgelegt. Der Ablenkwinkel der Röhre beträgt horizontal 79° und vertikal 62°. Der Halsdurchmesser ist wegen der drei Strahlerzeugungssysteme mit 36,5 mm größer als bei den heutigen Schwarz-Weiß-Bildröhren. In der Ablenkeinheit sind, wie auch beim Schwarz-Weiß-Empfänger, die Horizontal- und Vertikalspulen zusammengefaßt. Im Gegensatz dazu sind jedoch beide Spulen, wie auch in den USA üblich, als Sattelspulen ausgebildet und im Innern eines Jochringkernes angeordnet.

[1]) Lerche, M., u. Ritter, J.: Die Farbbildröhre A 63–11 X. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 7, S. 233–240

Bild 4 zeigt die Spulenpaare für die Vertikal- und Horizontalablenkung sowie die beiden Hälften des Ferritkernes.

Die Horizontalspulen sind parallel geschaltet, um die Störstrahlung geringzuhalten. Die beiden Vertikalspulen mit den zugehörigen NTC-Widerständen zur Temperaturkompensation sind getrennt herausgeführt. Sie können wahlweise parallel oder in Reihe geschaltet werden.

Die vorläufigen elektrischen Spulendaten sind:

Horizontal-Ablenkspulen

Induktivität $L_H = 2{,}8$ mH (Parallelschalschaltung)

Widerstand $R_H = 2{,}4$ Ohm

Ablenkstrom $I_{abl} = 2{,}75\ A_{ss}$ bei $U_H = 25$ kV und einer Überschreibung von 8 %

Vertikal-Ablenkspulen

Widerstand $R_V = 4{,}2$ Ohm (Parallelschaltung), 17 Ohm (Reihenschaltung)

Induktivität $L_V = 8{,}4$ mH (Parallelschaltung), 33,5 mH (Reihenschaltung)

Ablenkstrom $I_{abl} = 0{,}9\ A_{ss}$ bei $U_H = 25$ kV und einer Überschreibung von 3 %

Bild 1. Ablenkeinheit „AE 66/8 X"; Blick auf Konvergenzeinheit und Farbreinheitsmagnet

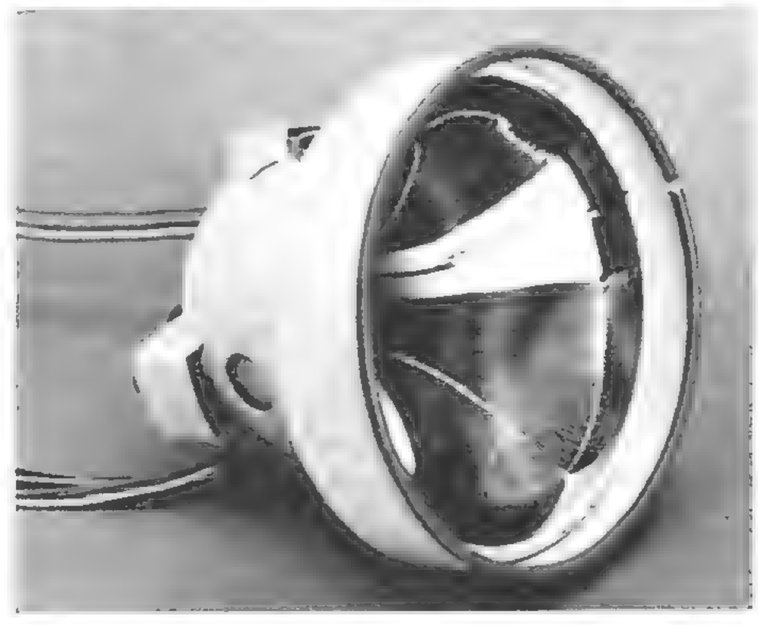


Bild 2. Ablenkeinheit „AE 66/8 X" für Farbfernsehgeräte; Anordnung der Ablenkspulen

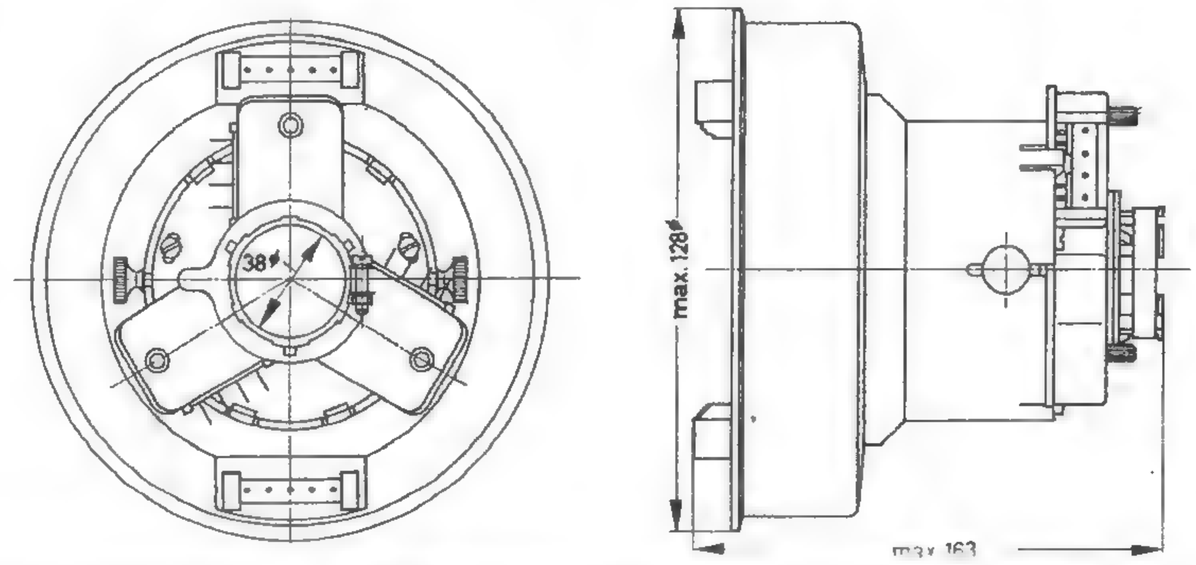


Bild 3 (oben). Maßskizze der Ablenkeinheit

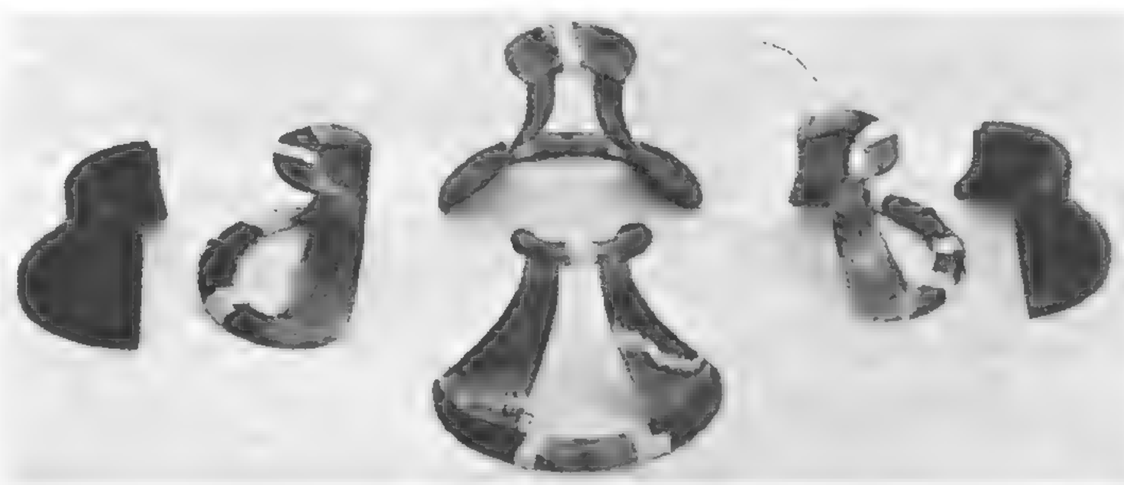


Bild 4. Horizontalablenkspulen (Mitte), Vertikalablenkspulen und die beiden Ringkernhälften der „AE 66/8 X" ◀

Bild 5 zeigt das Anschlußschema der Ablenkeinheit.

Zur Einstellung der Farbreinheit muß der Ablenkmittelpunkt der Ablenkspulen an eine Stelle gebracht werden, die dem Punkt entspricht, in dem bei der Schirmherstellung die Lichtquelle angebracht war. Deshalb kann die Ablenkeinheit um etwa 12 mm gegen die Konvergenzeinheit verschoben und in der richtigen Lage durch zwei Klemmschrauben fixiert werden.

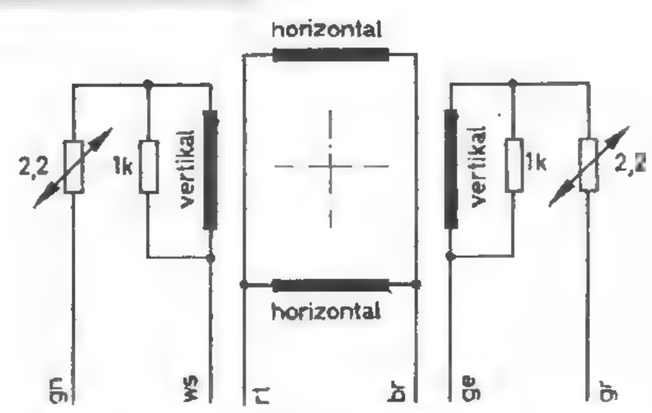


Bild 5. Schaltung der Ablenkspulen

2.2. Konvergenzeinheit

Die Konvergenzeinstellung erfolgt durch radiale Ablenkung jedes einzelnen der drei Elektronenstrahlen mittels statischer und

dynamischer Magnetfelder. Dazu verwendet man drei um je 120° versetzt um den Bildröhrenhals angeordnete Magnetsysteme. Jedes Magnetsystem besteht aus einem drehbaren Dauermagneten für die Einstellung der statischen Konvergenz in der Bildschirmmitte und aus je einem Spulenpaar für die dynamische Korrektur mit Bild- beziehungsweise Zeilenfrequenz am Bildschirmrand. Die beiden Horizontal- und Vertikalkonvergenzspulen sind jeweils in Reihe geschaltet, wie Bild 6 zeigt.

Die Spulen und die Dauermagnete für jeden Elektronenstrahl haben ein gemeinsames Polschuhpaar, das so angeordnet ist, daß es sich in den im Röhrenhals befindlichen Polschuhen für radiale Konvergenz fortsetzt. Zum Ausgleich von Fertigungstoleranzen ist ein Verdrehen der gesamten Konvergenzeinheit gegen die Ablenkeinheit um ± 6° möglich.

Bild 7 zeigt einen Blick auf die Konvergenzeinheit mit einem abgenommenen Konvergenzsystem. Man erkennt deutlich die beiden Spulenpaare. Die größere Spule ist dabei die Vertikal- und die kleinere die Horizontalkonvergenzspule. In einer kreisförmigen Aussparung zwischen den Polschuhen befindet sich der drehbare Dauermagnet, der außen mit einem Rändelgriff zur besseren Einstellung versehen ist. Das ganze Magnetsystem wird durch zwei Federelemente nach unten, also gegen den Hals der Bildröhre gedrückt, um die Luftspalte möglichst kleinzuhalten. Ein Gehäuse aus schlagfestem Kunststoff schützt die Konvergenzeinheit vor mechanischen Beschädigungen. Die elektrischen Anschlußwerte der Konvergenzeinheit sind:

$R_V \approx 170$ Ohm,
$L_V \approx 630$ mH,
$R_H \approx 8{,}0$ Ohm,
$L_H \approx 1{,}1$ mH.

Zur waagerechten Verschiebung des blauen Strahls dient der Blaulateralmagnet (Bild 8). Auch er besteht aus einem einstellbaren Dauermagneten für die statische Konvergenzeinstellung (in Bildschirmmitte) sowie einer Spule zur Feineinstellung der dynamischen Konvergenz am Bildrand (sie kann unter bestimmten Bedingungen entfallen).

Die Formung und die Amplitudenregelung der Konvergenzströme kann beispielsweise mit der Schaltung nach Bild 10 erfolgen. Hierbei werden die Parabel- und Sägezahnströme für die Vertikalkonvergenzspulen am Bildausgangsübertrager beziehungsweise an der Katode der Vertikal-Endröhre PL 508 entnommen, während die Horizontal-Korrekturkomponenten aus einem positiven 250-V-Impuls vom Zeilentransformator geformt werden. In Tab. I sind die Richtwerte der für die Korrektur erforderlichen Stromamplituden zusammengestellt.

Die Oszillogramme im Bild 9 zeigen als Beispiel den Verlauf der horizontalen Konvergenzströme für Rot, Grün und Blau bei einer optimal eingestellten Bildröhre. Die auf einer Druckplatte aufgebaute Schaltung mit den Einstellorganen für die Parabel- und Sägezahnanteile des bildfrequenten und des zeilenfrequenten Stroms ist im Bild 10, rechts, dargestellt.

2.3. Farbreinheitsmagnet

Vor der Klemmschelle der Ablenk- und Konvergenzeinheit erkennt man im Bild 1 noch die drehbaren Magnetringe des Farbreinheitsmagneten. Damit stellt man den richtigen Durchtrittswinkel der Elektronenstrahlen im Maskenloch ein und sorgt außerdem dafür, daß der Elektronenstrahl

Bild 7. Konvergenzeinheit und Farbreinheitsmagnet (links), abgenommenes Konvergenzsystem für eine Farbe (rechts) ▶

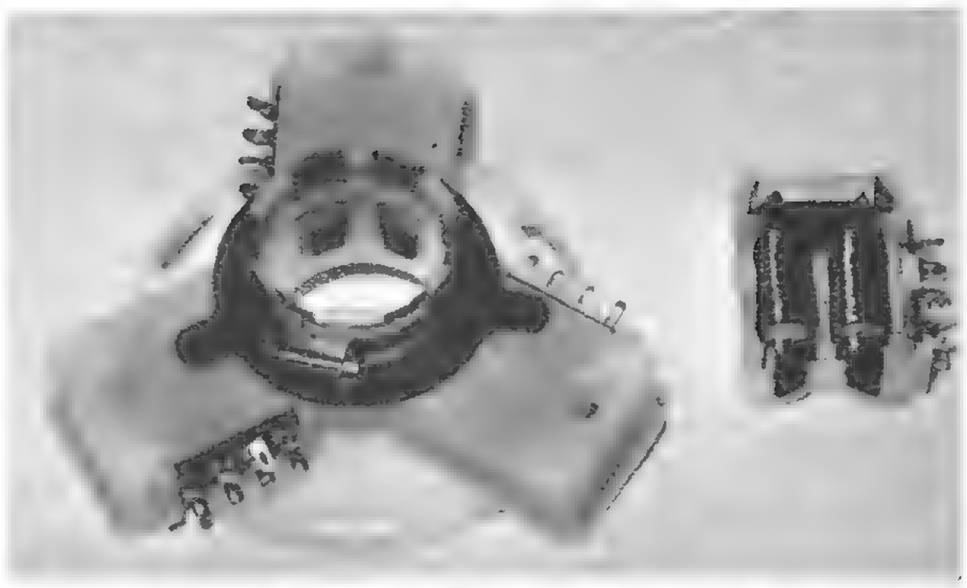
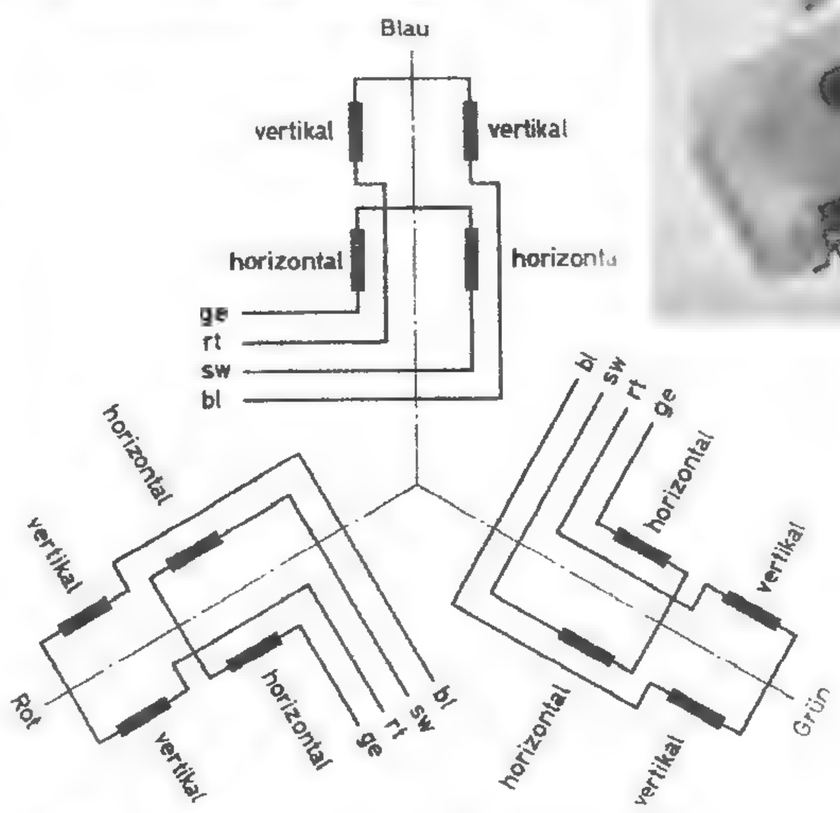


Bild 6 (unten). Schaltung der Horizontal- und Vertikalkonvergenzspulen ▼



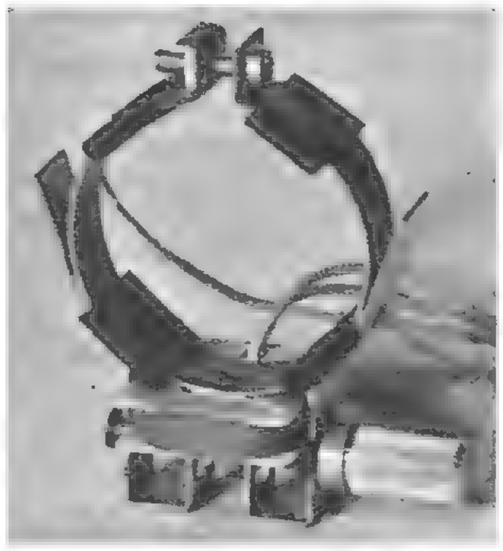


Bild 8. Blaulateralmagnet

Tab. I. Richtwerte des Strombedarfs für die Konvergenzeinheit

System	I_V mA_{ss}	I_H mA_{ss}
Blau	0,6	190
Grün	10	130
Rot	10	130

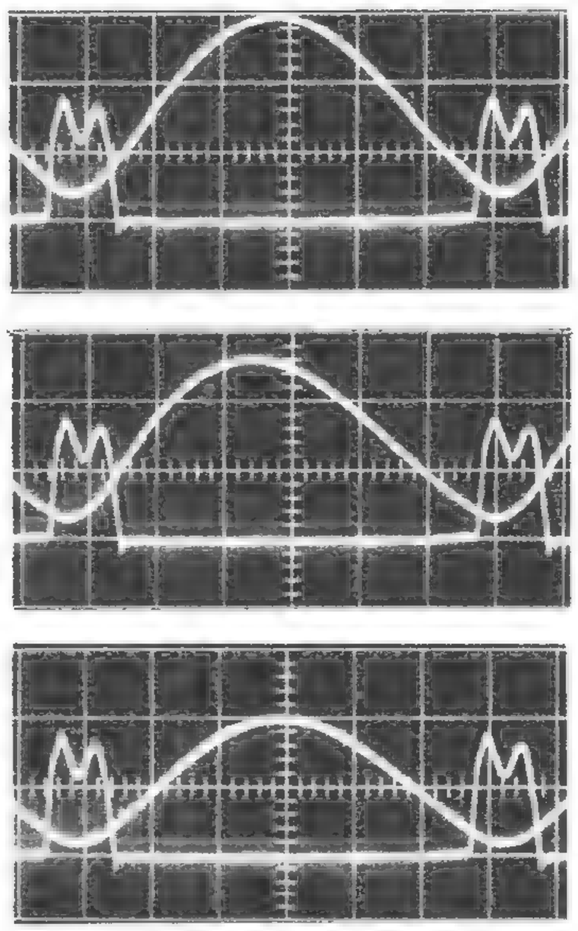


Bild 9. Konvergenzströme für horizontale Korrektur; oben: für blaues, Mitte: für grünes, unten: für rotes Strahlerzeugersystem (als Zeitmaßstab ist ein Zeilenimpuls mit abgebildet)

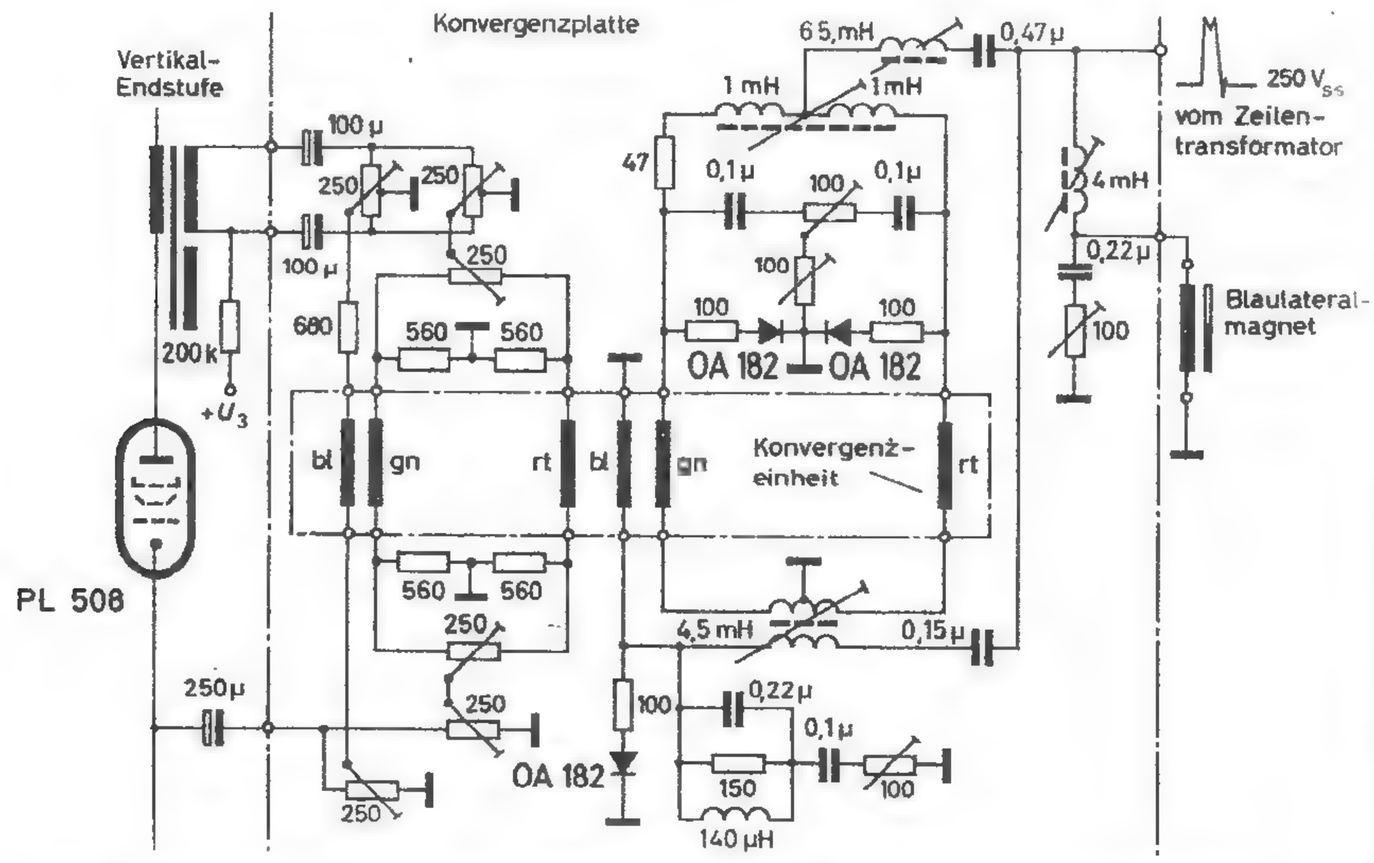


Bild 10. Schaltung (oben) zur Konvergenzeinstellung und Labormuster (rechts) der Konvergenzplatte mit den Einstellorganen für die horizontalen und vertikalen Korrekturströme

voll das Maskenloch trifft. In seiner Wirkung und im Aussehen gleicht er dem vom Schwarz-Weiß-Fernsehen her bekannten Zentriermagneten.

3. Zeilentransformator

3.1. Prinzipielle Auslegung

Für die Ablenkung der Elektronenstrahlen in Zeilenrichtung und für die Hochspannungserzeugung bieten sich grundsätzlich zwei Möglichkeiten:

a) Ablenkung mittels Zeilentransformators und Gewinnung der Bildröhrenhochspannung von 25 kV aus den Rücklaufimpulsen,

b) Erzeugung nur der Ablenkströme in einem Transformator und Verwendung eines getrennten Hochspannungsgenerators.

Ausführung a) entspricht dem millionenfach bei Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten angewandten Prinzip. Um die geforderte hohe Konstanz der Hochspannung zu erreichen, ist eine zusätzliche Röhre, die Ballasttriode erforderlich, die dafür sorgt, daß die dem Zeilentrafo entnommene Leistung bei jedem Betrag des Strahlstroms konstant ist.

Ausführung b) benötigt demgegenüber zwei Endstufenröhren mit zwei Ausgangstransformatoren (für Zeilenablenkung und Hochspannungserzeugung) sowie ein zusätzliches Röhrensystem für die Regelung. Der Aufwand ist demnach höher, man hat jedoch den Vorteil der weitgehend unabhängigen Einstellmöglichkeit von Bildbreite und Hochspannung. Bei den nachstehend näher beschriebenen *Telefunken*-Zeilentransformatoren wurde zunächst die zuerst genannte Lösung gewählt, die auch in den USA bisher ausschließlich angewandt wird. Auch für den Service-Techniker ergeben sich dann keine prinzipiellen Änderungen gegenüber der Schwarz-Weiß-Technik.

3.2. Spannungsversorgung

Sowohl aus Preisgründen als auch wegen der auftretenden magnetischen Störfelder möchte man auf einen Netztransformator im Farbfernsehgerät verzichten. Die Heizfäden der Bestückungsröhren sind deswegen für 300-mA-Serienspeisung dimensioniert. Lediglich für die Bildröhre ist

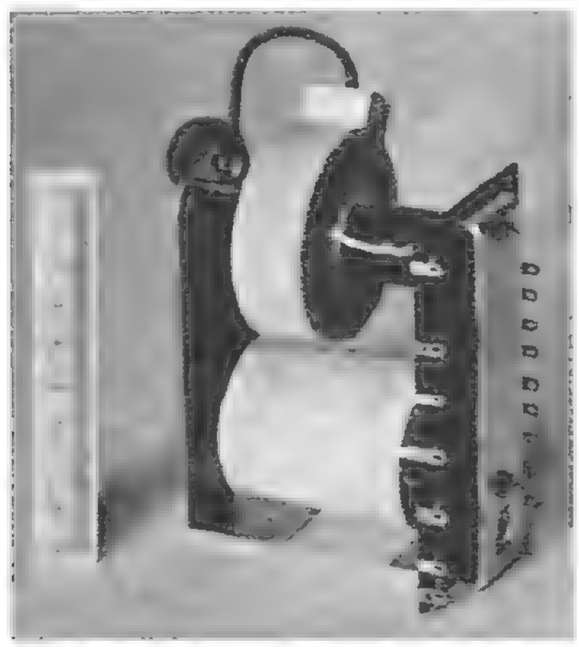


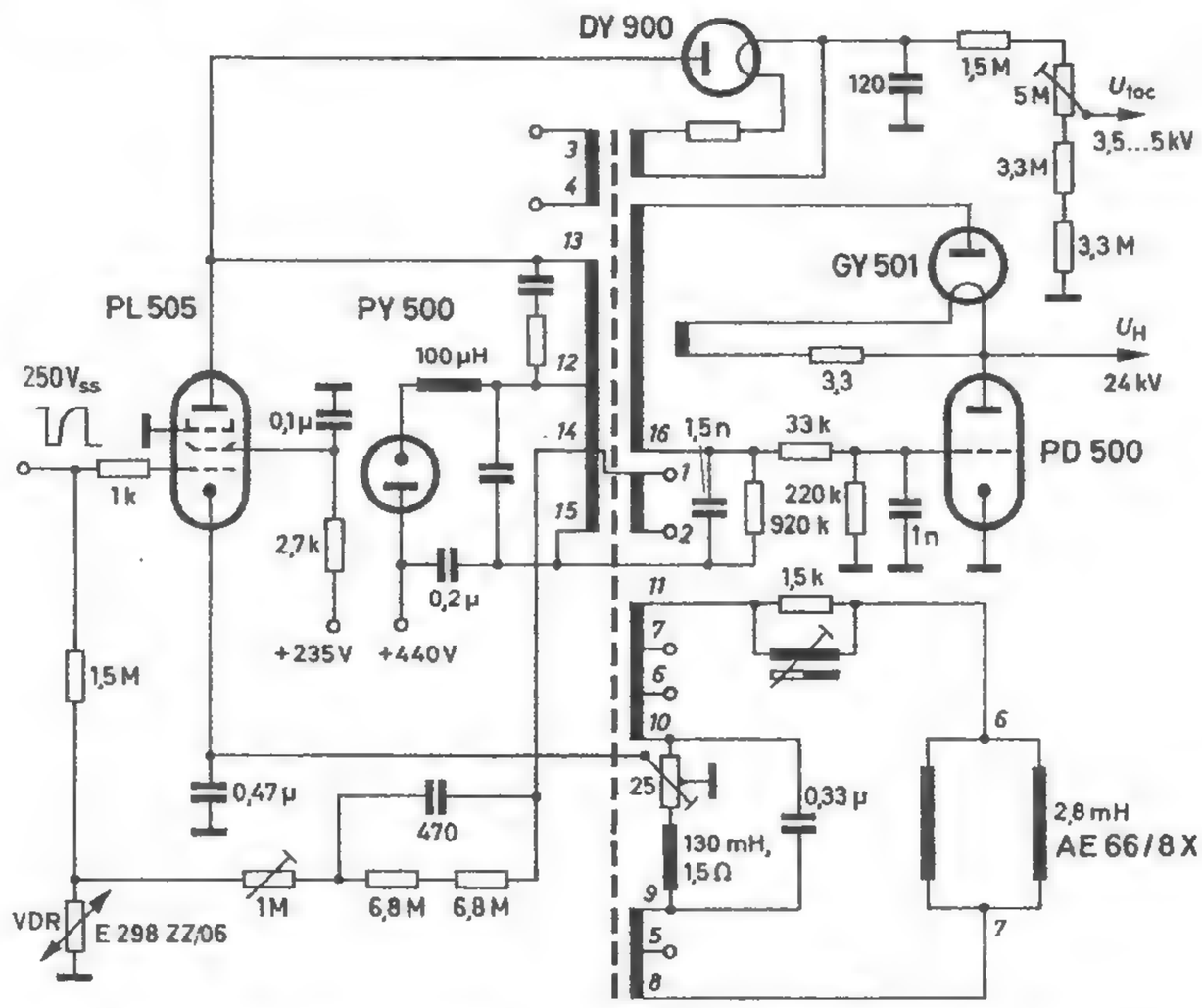
Bild 11. Zeilentransformator „ZT-66/8 X" für Farbfernsehgeräte

wegen der abweichenden Heizdaten ein kleiner Heiztransformator erforderlich. Bei einer auf einfachste Weise durch Einweggleichrichtung gewonnenen Speisespannung von etwa 250 V ist der Wirkungsgrad der Endröhren so niedrig, daß bei Hochspannungserzeugung und Ablenkung in einer Stufe die zur Verfügung stehende Zeilen-Endröhre PL 505 nicht ausreicht. Es wird deshalb eine Spannungsverdopplerschaltung mit einer zusätzlichen Siliziumdiode vorgeschlagen, so daß eine Betriebsspannung U_B von etwa 440 V zur Verfügung steht.

Tab. II. Betriebsdaten des Zeilentransformators in der Schaltung nach Bild 12

Betriebsspannung	U_B	440 V	
Rücklaufzeit	t_R	12,5 µs	
Strahlstrom	I_{str}	1000 µA	1500 µA
Hochspannung	U_H	24 kV	23,6 kV
Boosterspannung	U_{Boo}	440 V	440 V
Anodenstrom (PL 505)	I_a	207 mA³)	235 mA³)
Schirmgitterstrom (PL 505)	I_{g2}	11 mA	13 mA
Anodenspannung (PL 505)	U_a	6,1 kV	6,1 kV
Schirmgitterspannung (PL 505)	U_{g2}	205 V	200 V
Katodenspitzenstrom (PL 505)	i_{kss}	600 mA	680 mA
Fokussierspannung	U_{foc}	3...5,2 kV	3,4...5,4 kV

³) gemessen nur mit Zusatzbelastung für Konvergenz



3.3. Zeilentransformator „ZT 66/8 X"

3.3.1. *Allgemeines*

Der Zeilentransformator „ZT 66/8 X" ist für Farbfernsehgeräte mit 90°-Bildröhren (zum Beispiel A 63-11 X) vorgesehen. Er ist für eine Nenn-Betriebsspannung von etwa 440 V²) ausgelegt und arbeitet dabei mit nur einer Zeilen-Endröhre PL 505. Als Boosterdiode dient die PY 500 und als Hochspannungsgleichrichter die GY 501. Die Belastung des Hochspannungsgleichrichters bei unterschiedlichen Strahlströmen wird durch eine Lastausgleichsschaltung mit der Ballastriode PD 500 weitgehend konstantgehalten. Dadurch werden Änderungen der Hochspannung, der Fokussierspannung und der Bildbreite in Abhängigkeit von Strahlstromänderungen auf ein Minimum reduziert. Zum Ausgleich von Netzspannungsschwankungen und Röhrenalterungen ist eine Regelschaltung mit dem VDR-Widerstand E 298 ZZ/06 geeignet. Die Ansicht des Zeilentransformators zeigt Bild 11.

3.3.2. *Schaltung*

Der Zeilentransformator wird in der Schaltung nach Bild 12 betrieben. Die elektrische Mittelpunktverschiebung (Zentrierung) für die Bildröhre wurde der besseren Übersicht wegen weggelassen. Sie kann beispielsweise in der bekannten Art

²) Bei stabilisierter Betriebsspannung kommt man mit etwa 410 V aus.

Bild 12 (unten). Schaltung der Zeilen-Endstufe mit dem „ZT-66/8 X"

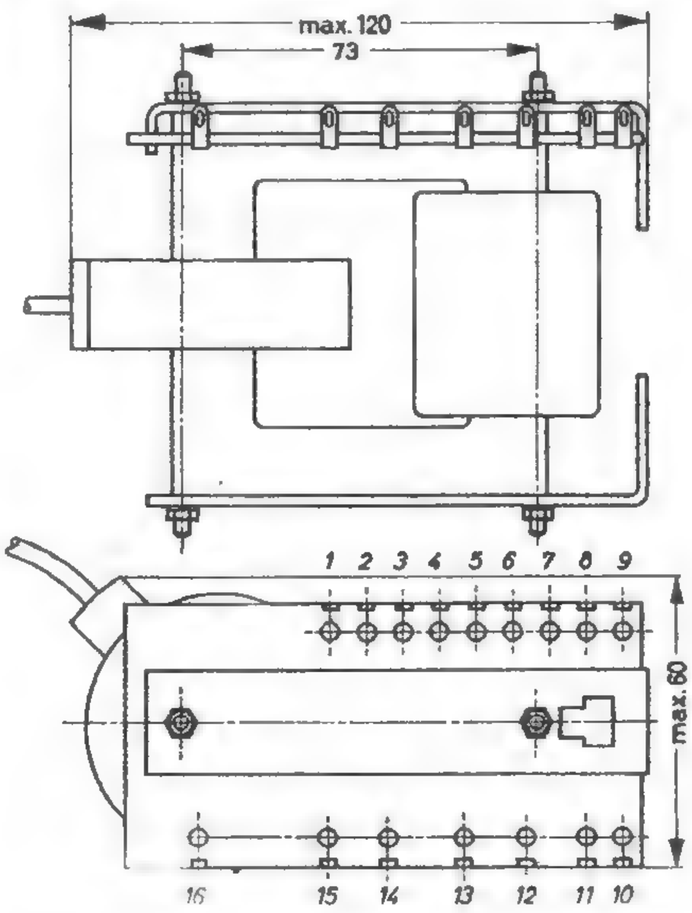


Bild 13. Maßskizze des Zeilentransformators „ZT-66/8 X"

mit Hilfe des Katodenstroms der PL 505 erfolgen.

An der Anschlußplatte des Zeilentransformators stehen verschiedene Impulsspannungen für Konvergenz, Phasenvergleich, getastete Regelung usw. zur Verfügung. Die Fokussierspannung für die Bildröhre (etwa 5 kV) wird ebenfalls aus dem Zeilentransformator gewonnen und zum Beispiel mit der Gleichrichterröhre DY 900 gleichgerichtet.

3.3.3. *Betriebsdaten*

Die Lage der Anschlüsse auf der Anschlußplatte ist aus der Schaltung (Bild 12) und der Maßskizze (Bild 13) zu entnehmen.

Mit der angegebenen Schaltung erhält man die in Tab. II angegebenen Betriebswerte.

Wie aus der Kurve im Bild 14 zu erkennen ist, bleibt die Hochspannung bei einem Strahlstrom von 0 ... 1200 µA praktisch konstant. An den Anschlüssen *1* bis *11* stehen für Phasenvergleich, getastete Regelung, Konvergenz usw. die in Tab. III zusammengestellten Hilfsspannungen zur Verfügung.

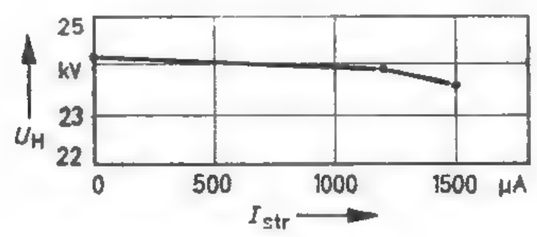


Bild 14. Abhängigkeit der Bildröhrenhochspannung vom Strahlstrom in der Schaltung nach Bild 12

Tab. III. Hilfsspannungen am Zeilentransformator

Schaltungspunkt	Hilfsspannung
3 — *4*	60 V_{ss}
5 — Masse	— 100 V_{ss}
6 — Masse	+ 100 V_{ss}
7 — Masse	+ 250 V_{ss}
8 — Masse	— 660 V_{ss}
11 — Masse	+ 660 V_{ss}

3.3.4. *Einbau*

Der Zeilentransformator wird mit seinen beiden Befestigungswinkeln auf dem Chassis verschraubt. Dabei ist auf ausreichende Sicherheitsabstände zu achten. Die wichtigsten Einbaumaße gehen aus der Maßskizze im Bild 13 hervor.

3.4. Zeilentransformator „AT 90/25/1501"

3.4.1. *Allgemeines*

Auch dieser Zeilentransformator ist für die Farbbildröhre A 63-11 X entwickelt worden. Er wurde jedoch für eine stabilisierte Betriebsspannung von 380 V ausgelegt. Die Stabilisierung des Netzteils, die mit relativ geringem Aufwand (PL 504 als Längsröhre) durchzuführen ist, kommt dabei auch noch anderen Stufen im Empfänger (zum Beispiel dem Kanalwähler) zugute. Zum Ausgleich von Belastungsschwankungen des Hochspannungsgleichrichters dient ebenfalls eine Ballasttriode PD 500. Als Überspannungsschutz beim Ausfall der Ballasttriode ist eine Regelschaltung mit dem VDR-Widerstand E 298 ZZ/06 vorhanden, die gleichzeitig bei Strahlströmen der Farbbildröhre zwischen 1,1 und 1,6 mA eine stabilisierende Funktion hat.

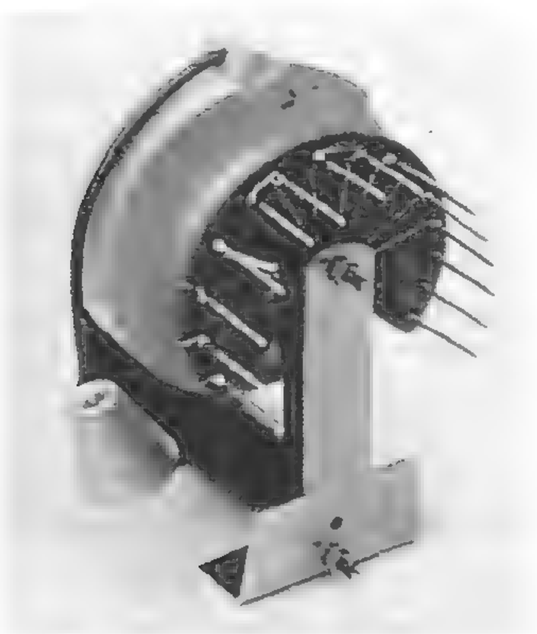


Bild 15. Zeilentransformator „AT 90/25/1501"

Der Transformator ist in Einschenkeltechnik aufgebaut, das heißt, Niederspannungs- und Hochspannungswickel sitzen auf demselben Kernschenkel übereinander (Bild 15).

3.4.2. *Schaltung*

Der Zeilentransformator wird in der Schaltung nach Bild 16 betrieben. Hier ist auch ein Transduktor zur Kissenentzerrung eingezeichnet. Gezeigt ist auch eine Schaltungsvariante zur elektrischen Mittelpunktsverschiebung (Zentrierung) der Bildröhre mit dem Betriebsgleichstrom. In diesem Fall muß durch Überbrückung des Tangenskondensators durch eine Spule mit etwa 100 mH der Gleichstromkreis geschlossen werden. Der Transduktor zur Kissenentzerrung wird durch 100-µF-Elektrolytkondensatoren gleichstrommäßig abgetrennt.

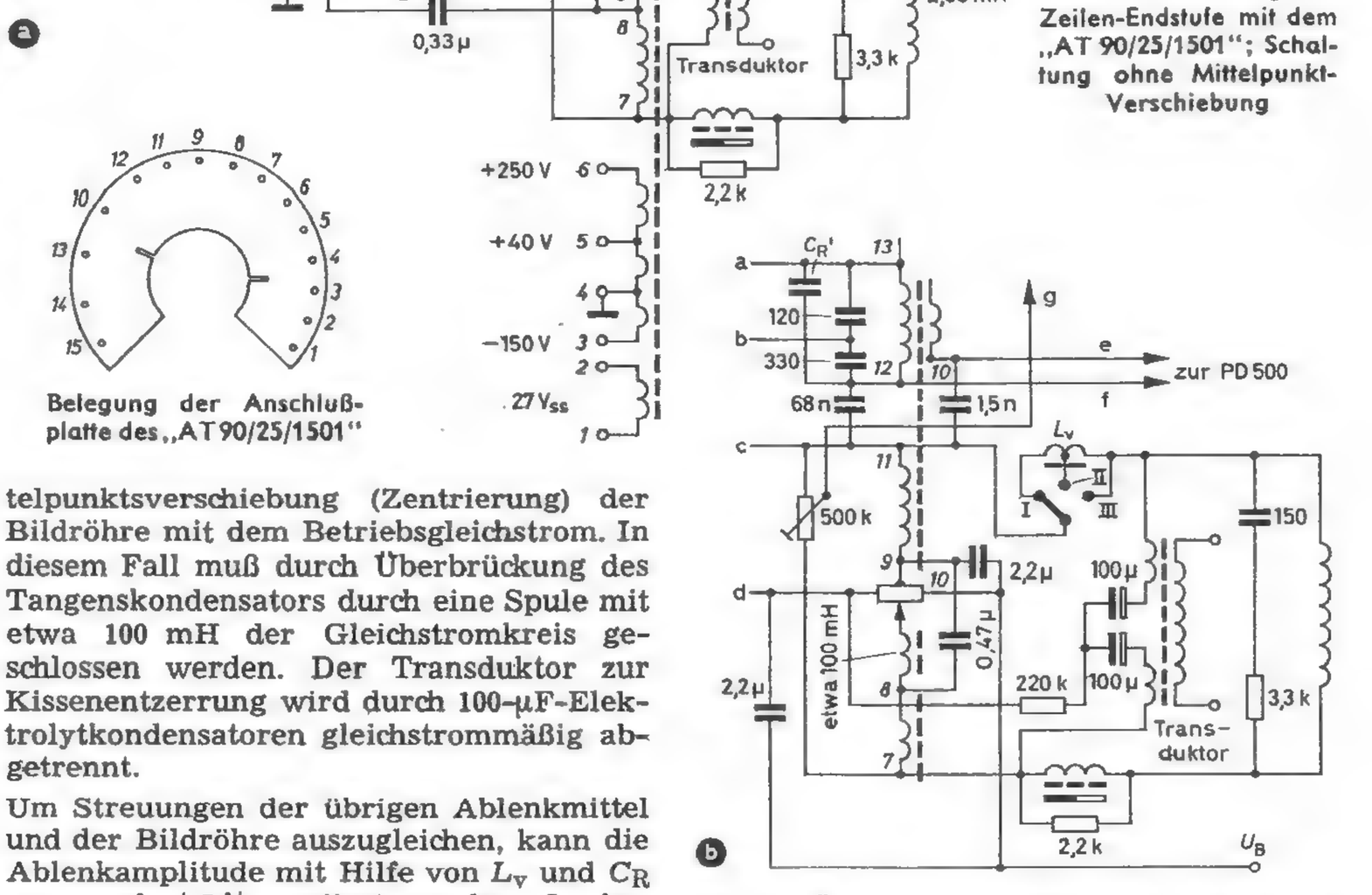


Bild 16a. Schaltung der Zeilen-Endstufe mit dem „AT 90/25/1501"; Schaltung ohne Mittelpunkt-Verschiebung

Belegung der Anschlußplatte des „AT 90/25/1501"

Bild 16b. Änderung der Schaltung nach Bild 16a als Zeilen-Endstufe mit „AT 90/25/1501" für Mittelpunkt-Verschiebung (Anschlüsse a...g s. Bild 16a)

Um Streuungen der übrigen Ablenkmittel und der Bildröhre auszugleichen, kann die Ablenkamplitude mit Hilfe von L_v und C_R um rund ±5 % variiert werden. L_v besteht aus rund 84 Windungen 0,5 CuL (Anzapfung bei 61 Windungen) auf einem Ferritkern „C 61" von *Krupp* mit den Abmessungen 3 mm × 3 mm × 30 mm.

An den Anschlüssen *1* bis *6* des Zeilentransformators stehen verschiedene Impulsspannungen zwischen —150 V_{ss} und +250 V_{ss} für Konvergenz, Phasenvergleich, getastete Regelung usw. zur Verfügung. Die Fokussierspannung für die Bildröhre (5 kV) wird ebenfalls aus dem Zeilentransformator gewonnen und hier mit einem Selengleichrichter TV 6,5 gleichgerichtet.

Wie auch bei dem Zeilentransformator „ZT 66/8 X" wird die Ballasttriode mit einer Stromsteuerung betrieben. Zwischen Katode und Gitter der Ballaströhre (PD 500) liegt ein relativ hochohmiger Widerstand, der vom Bildröhrenstrom durchflossen wird. Der dabei entstehende Spannungsabfall steuert die Röhre. Diese Schaltung bedeutet gleichzeitig eine erhebliche Gegenkopplung für die PD 500, so daß Röhrenstreuungen und Alterungen gut ausgeglichen werden. Man kann deshalb auf ein Potentiometer zur Einstellung des Arbeitspunktes verzichten.

3.4.3. *Betriebswerte*

Mit der Schaltung nach Bild 16 ergeben sich die in Tab. IV genannten Meßwerte.

Tab. IV. Betriebswerte der Zeilenablenkschaltung nach Bild 16

Zeilenfrequenz	f_z	15 625 Hz	
Rücklaufzeit	t_R	12,4 µs (an der Basis)	
Betriebsspannung	U_B	380 V	
Strahlstrom	I_{str}	1100 µA	1600 µA
Hochspannung	U_H	etwa 25 kV	etwa 24,2 kV
Boosterspannung	U_{Boo}	500 V	500 V
Anodenstrom	I_a	etwa 220 mA[4])	etwa 240 mA[4])
Schirmgitterstrom	I_{g2}	etwa 12 mA	etwa 17 mA
Fokussierspannung	U_{foc}	4,6 kV ± 400 V	

[4]) gemessen ohne Transduktor, ohne Konvergenz und ohne getastete Regelung

H. RINDERLE u. H. KRETSCHMAR, Telefunken AG, Heilbronn

Mittelwellen-Transistormischstufe mit Stromverteilungsregelung

1. Allgemeines

Die Eingangsschaltung eines Empfängers bestimmt im wesentlichen neben der Grenzempfindlichkeit auch das Großsignalverhalten wie Kreuzmodulation, maximal verarbeitbare Antennenspannung und Empfangsmehrdeutigkeiten. Für transistorisierte Heimgeräte und für Kraftfahrzeugempfänger sind die gestellten Anforderungen an das Großsignalverhalten hoch, insbesondere bezüglich Kreuzmodulationsfestigkeit und maximal verarbeitbarer Antennenspannung für den Mittelwellenbereich.

Diese Forderungen sind im allgemeinen nur bei Verstärkungsregelung der Eingangsstufe zu erfüllen. Die bisher optimalen Verhältnisse ergaben sich bei Verwendung einer geregelten, zweifach abgestimmten Vorstufe. Diese Lösung ist technisch schwierig und relativ teuer. Bei Verwendung einer preisgünstigeren Vorstufe mit aperiodischem Ausgang wird jedoch die Gefahr der Kreuzmodulation durch die nachfolgende Mischstufe beträchtlich erhöht.

Unter der Voraussetzung nur einfacher Abstimmung auf das Eingangssignal scheint die Erfüllung der technischen Forderungen nur mit einer regelbaren Mischstufe als Eingangsstufe möglich zu sein. Eine Verstärkungsregelung von üblichen selbstschwingenden oder fremdgesteuerten Mischstufen ist jedoch nicht befriedigend, da eine beträchtliche Frequenzverwerfung des Oszillators und eine durch Abwärtsregelung bedingte Verschlechterung der Großsignaleigenschaften die Folge wären. Zusätzlich würde im Falle der selbstschwingenden Mischstufe die Oszillatorschwingung bei entsprechend starker Regelung abreißen. Die Verwendung einer ZF-Dämpfungsdiode am Ausgang der Stufe ist wegen der dadurch bedingten zusätzlichen Kreuzmodulationsgefahr und der Modulationsverzerrungen ebenfalls unbefriedigend.

Die in diesem Bericht beschriebene regelbare Mischstufe mit zwei Transistoren und Stromverteilungssteuerung erfüllt weitgehend die technischen Forderungen hinsichtlich Großsignalverhalten und Grenzempfindlichkeit.

2. Schaltung und Prinzip der regelbaren Mischstufe

Bild 1 zeigt die Schaltung der regelbaren Mischstufe. Die Signalspannung der Frequenz f_e wird über Koppelkondensatoren den Basisanschlüssen der beiden HF-Transistoren *T 1* und *T 2* zugeführt. Im ungeregelten Zustand ist *T 2* gesperrt; *T 1* arbeitet als Mischer. Die Oszillatorspannung wird in Emitterschaltung erzeugt, wobei die Rückkopplung bei Regelung durch den Transistor *T 2* aufrechterhalten bleibt (gemeinsame Rückkopplungsspule). Die Frequenzverwerfung der Oszillatorschwingung im MW-Bereich während des Regelvorganges ist $\leq$ 300 Hz. Das ZF-Signal ist dem im Collectorstromkreis von *T 1* liegenden ZF-Filter, beispielsweise einem zweikreisigen ZF-Bandfilter, zu entnehmen. Zur Abwärtsregelung der Mischstufe wird die positive Basisvorspannung U_R von *T 2* vergrößert, wodurch dieser Transistor vom gesperrten in den stromführenden Zustand übergeht. Bedingt durch den gemeinsamen Emitterwiderstand R_E, wird bei „Aufsteuerung" von *T 2* und konstantgehaltener Basisspannung des Transistors *T 1* ein Teil des ursprünglich nur durch *T 1* fließenden Emitterstroms von *T 2* übernommen. Dabei bleibt die Summe der Emitterströme nahezu konstant, wenn der Gleichspannungsabfall am Emitterwiderstand groß gewählt ist.

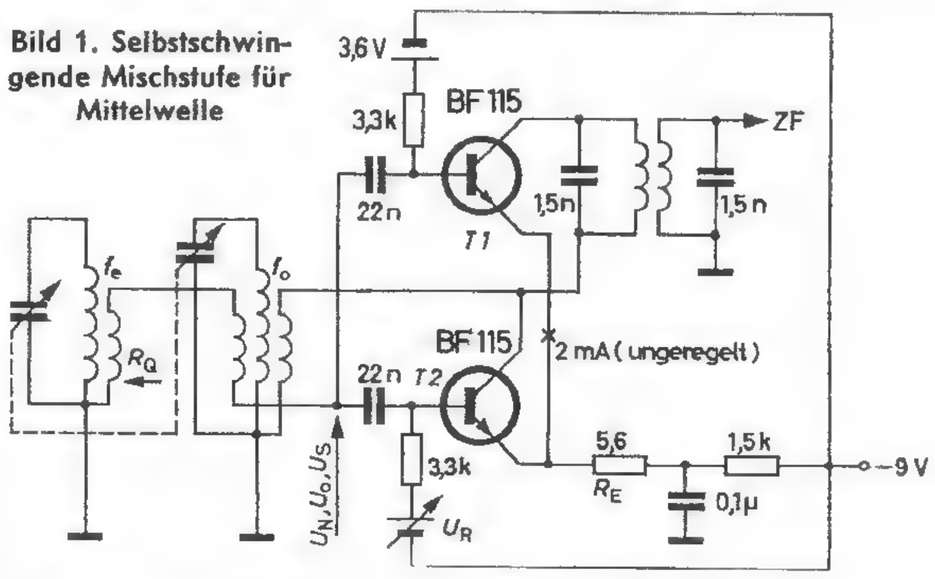


Bild 1. Selbstschwingende Mischstufe für Mittelwelle

Die Regelspannung U_R verändert daher lediglich die Emitterstromverteilung beider Transistoren. Aus der Verminderung des Emitterstroms beziehungsweise Collectorstroms von *T 1* resultiert eine kleinere Mischsteilheit und damit die gewünschte Abwärtsregelung der Mischverstärkung.

Durch die wechselstrommäßige Zusammenschaltung der Basis- und Emitterelektroden wird erreicht, daß die Gegenkopplung für die Modulationsfrequenzen und für die Signalfrequenzen (nichtüberbrückter Emitterwiderstand R_E im Bild 1) auch bei Regelung erhalten bleibt. Die dadurch erreichbaren Eigenschaften (maximal verarbeitbare Antennenspannung) sind erheblich besser als die bisher üblicher Mischstufen. Ein weiterer Vorteil der Schaltung besteht in der nahezu von der Regelung unabhängigen Belastung des Eingangskreises.

Das Prinzip der Stromverteilungssteuerung ermöglicht auch die Abwärtsregelung durch Verringerung der Basisvorspannung von *T 1*. Dabei ist die Basisvorspannung des Transistors *T 2* konstant. Sie ist so zu bemessen, daß schon bei geringer Verminderung der Basisvorspannung von *T 1* der Emitterstrom von *T 2* übernommen wird. Eine Regelung ist also auch mit gegensinnigem Verlauf der Regelspannung möglich.

3. Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen

Die Kreuzmodulationseigenschaften und die maximal zulässige Nutzspannung einer Transistorstufe lassen sich durch Emittergegenkopplung (beispielsweise mit einem unüberbrückten Emitterwiderstand beeinflussen. Hierbei ist die Gegenkopplung sowohl für die Modulationsfrequenz des störenden Signals als auch für die Hochfrequenz maßgebend.

Für die Schaltung nach Bild 1 sind im Bild 2 unten die Störspannungswerte U_S für 1% Kreuzmodulation in Abhängigkeit von der Regeldämpfung eingetragen. Durch die Größe der Gegenkopplung (unüberbrückter Emitterwiderstand R_E) und des Übersetzungsverhältnisses vom Hochpunkt des Eingangskreises zum Basisanschluß des Mischtransistors kann weitgehend das Großsignalverhalten der Mischstufe, bezogen auf die Antennenklemmen, beeinflußt werden. Die Bemessung der hochfrequenten Gegenkopplung und das gewählte Übersetzungsverhältnis haben Einfluß auf das Rauschverhalten und die Verstärkung.

Bild 2 zeigt oben noch die Nutzspannungswerte U_N für 10% Modulationsverzerrung (Nutzmodulation m_N = 70%), abhängig von der Regeldämpfung. Durch die gewählte Emittergegenkopplung (R_E = 5,6 Ohm) läßt sich eine Kompensation der durch die Transistorkennlinien bedingten Modulationsverzerrungen durch Gegenmodulation

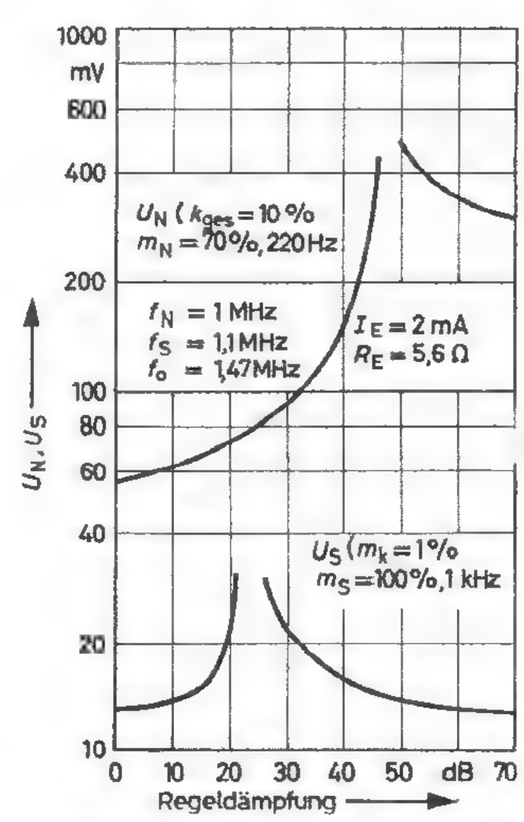


Bild 2. Zulässige Störspannung U_S und Nutzspannung U_N als Funktion der Regeldämpfung

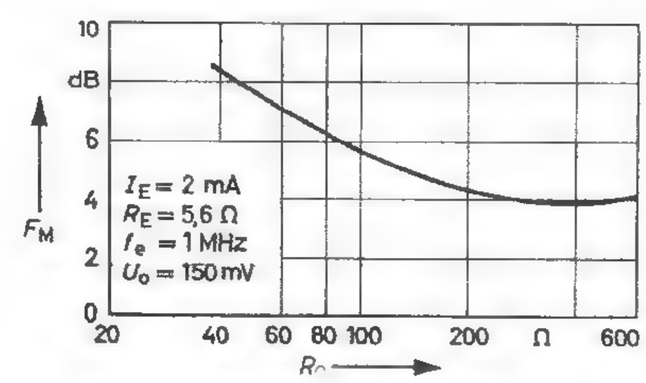


Bild 3. Mischstufenrauschzahl F_M als Funktion des Quellwiderstandes R_Q

erreichen. Bei 45 dB Regeldämpfung kann eine Nutzspannung von etwa 200 mV zwischen Basis und Masse für 10% Modulationsklirrfaktor zugelassen werden.

4. Rauschen

Die Rauschzahl der ungeregelten Mischstufe ist hauptsächlich abhängig vom Emitterstrom, vom unüberbrückten Gegenkopplungswiderstand R_E und vom Quellwiderstand R_Q, der sich aus dem gewählten Übersetzungsverhältnis vom Hochpunkt des Eingangskreises zum Mischtransistor ergibt. Der gemessene Einfluß des Quellwiderstandes ist Bild 3 zu entnehmen. Der Anstieg der Rauschzahl mit kleiner werdendem Quellwiderstand wird außer vom Emitterstrom auch von der Summe aus Basisbahnwiderstand $r_{bb'}$ des Mischtransistors und unüberbrücktem Emitterwiderstand R_E bestimmt. Je kleiner diese Summe ist, um so flacher ist der Anstieg

der Rauschzahl F_M mit kleiner werdendem Quellwiderstand R_Q.

Bei Regelung erhöht sich die Rauschzahl der Mischstufe. Der Anstieg der Rauschzahl mit der Regeldämpfung ist vom gewählten Quellwiderstand R_Q und von der Größe des unüberbrückten Emitterwiderstandes R_E abhängig. Dabei hat R_E eine besondere Bedeutung, da bei Regelung der Emitterstrom I_{E2} des Regelhilfstransistors *T 2* über diesen Widerstand fließt. Die durch die Rauschkomponente von I_{E2} enstehende Rauschspannung an R_E liefert einen Beitrag zur genannten Erhöhung der Rauschzahl.

Für zwei Quellwiderstandswerte ist für die Schaltung nach Bild 1 die Zunahme der Rauschzahl ΔF_M in Abhängigkeit der Regeldämpfung im Bild 4 dargestellt. Das Signal-Rausch-Verhältnis am Ausgang der Mischstufe nimmt nach dem Regeleinsatz auf Grund der Rauschzahlerhöhung nicht

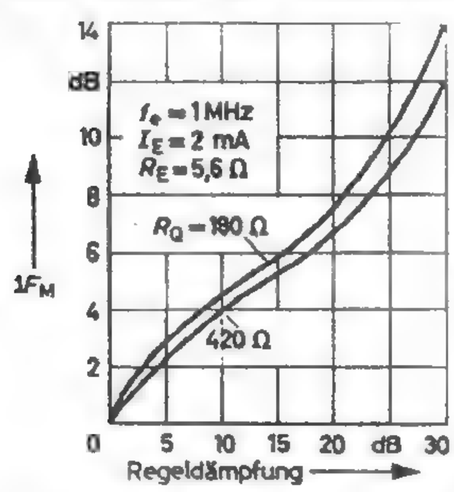


Bild 4. Rauschzahlerhöhung bei Regelung

mehr proportional mit der Eingangsspannung zu. Die Abweichung von der Proportionalität entspricht direkt ΔF_M.

5. Zulässige Stör- und Nutzspannung am Hochpunkt des Eingangskreises

Für die Beurteilung von Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen der Mischstufe, bezogen auf die Antennenklemmen, ist die gesamte Transformation der zulässigen Stör- beziehungsweise Nutzspannung an der Basis des Mischtransistors zu den Antennenklemmen zu berücksichtigen. Wird die Antennenkopplung an den Eingangskreis als gegeben vorausgesetzt, so genügt für einen Vergleich mit den herkömmlichen Schaltungen die Betrachtung der zulässigen Stör- beziehungsweise Nutzspannung, bezogen auf den Hochpunkt des Eingangskreises.

Die am Kreishochpunkt zulässige Stör- (U_S') beziehungsweise Nutzspannung (U_N') wird somit:

$$U_S' = U_S \sqrt{\frac{R_{po}}{R_Q}} \text{ und } U_N' = U_N \sqrt{\frac{R_{po}}{R_Q}} \,. \quad (1)$$

U_S und U_N sind die jeweils zulässigen Spannungswerte an der Basis des Mischtransistors, R_{po} ist der Resonanzwiderstand des Eingangskreises mit transformierter Antennenbelastung, und der Quellwiderstand R_Q ist der zum Basisanschluß des Mischtransistors transformierte Resonanzwiderstand.

Die zulässige Stör- beziehungsweise Nutzspannung am Hochpunkt des Eingangskreises wird um so größer, je kleiner der Quellwiderstand gewählt wird. Da jedoch die Größe von R_Q die Rauschzahl der Mischstufe mitbestimmt, ist bei der Wahl des Quellwiderstandes die Rauschzahl der Mischstufe zu berücksichtigen. Über die Verknüpfung von Quellwiderstand und Rauschzahl (s. Abschnitt 4.) ist die zulässige Stör- beziehungsweise Nutzspannung, bezogen auf den Hochpunkt des Eingangskreises, auch eine Funktion der Rauschzahl F_M (Bild 5).

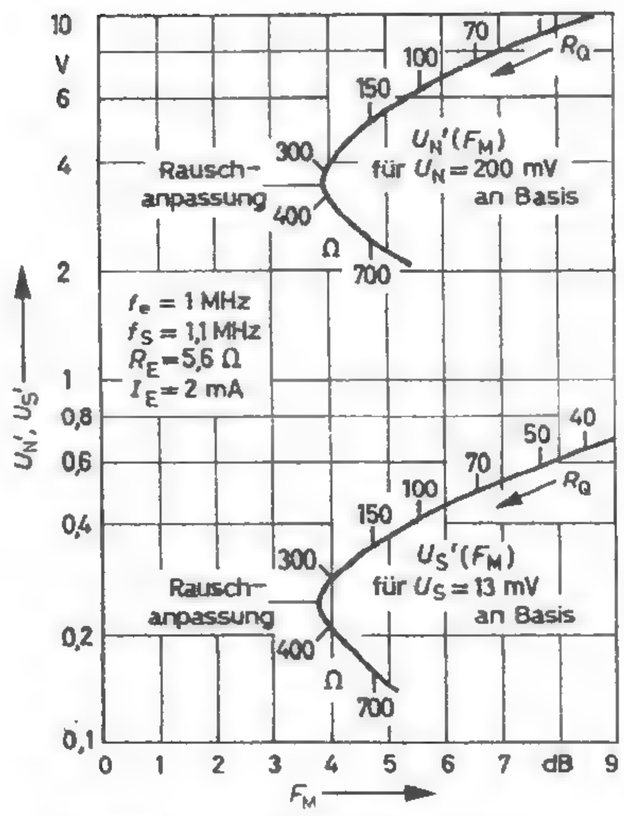


Bild 5. Zulässige Störspannung U_S und Nutzspannung U_N als Funktion der Mischstufenrauschzahl

6. Verstärkung

Die Verstärkung der verfügbaren Leistung des Eingangskreises bis zum ZF-Außenwiderstand errechnet sich zu

$$V_{pM} = 4|S_c|^2 R_Q R_{afz} (1 + g_{ife} R_Q)^{-2} (1 + g_{ofz} R_{afz})^{-2} . \quad (2)$$

Darin bedeutet g_{ife} den Realteil der Kurzschluß-Eingangsadmittanz des Transistors für die Empfangsfrequenz, g_{ofz} den Realteil der Kurzschluß-Ausgangsadmittanz des Transistors für die Zwischenfrequenz, R_{afz} den wirksamen Außenwiderstand für die Zwischenfrequenz, R_Q den Quellwiderstand oder transformierten Resonanzwiderstand des Eingangskreises und S_c die Vorwärtsmischsteilheit des Transistors.

Ist die Grenzfrequenz f_T des Transistors sehr viel größer als die Betriebsfrequenz, so gilt

$$g_{ife} \approx \frac{1}{\beta_o \left(R_{E2} + \frac{U_T}{I_E} \right)} \quad (3)$$

und

$$g_{ofz} \approx \frac{g_{oe}}{1 + R_{E2} \frac{I_E}{U_T}} + \frac{C_{re}}{C_K} \frac{1}{R_{E2} + \frac{U_T}{I_E}} \,. \quad (4)$$

Darin bedeutet β_o den Stromverstärkungsfaktor des Transistors in Emitterschaltung, C_K die Koppelkapazität zwischen Basiswicklung (Eingangskreis) und Basisanschluß von *T 1*, C_{re} die Rückwirkungskapazität des Transistors in Emitterschaltung, g_{oe} den nominellen Wert des Realteils der Kurzschluß-Ausgangsadmittanz für die Zwischenfrequenz, R_{E2} den Gegenkopplungswiderstand (entspricht R_E im Bild 1) und U_T die Temperaturspannung mit rund 25 mV.

Für die Anwendung im MW-Bereich ergibt sich, daß für günstiges Großsignalverhalten der Quellwiderstand R_Q an den Transistoreingang stark unterangepaßt werden muß, so daß $g_{ife} \cdot R_Q \ll 1$ ist. Das bedeutet, daß für die Verstärkungsberechnung in Gl. (2) der erste Klammerausdruck gleich Eins gesetzt werden kann. Das gleiche gilt auch für den zweiten Klammerausdruck, wenn der ZF-Außenwiderstand R_{afz} nicht zu groß gewählt ist. Hier ist jedoch die Abhängigkeit der Größe g_{ofz} von der Bemessung des Koppelkondensators C_K nach Gl. (4) zu beachten.

Unter der Voraussetzung von ein- und ausgangsseitiger Unteranpassung vereinfacht sich Gl. (2) zu

$$V_{pM} \approx 4|S_c|^2 R_Q R_{afz} . \quad (5)$$

Damit kann man die Mischverstärkung der Schaltung nach Bild 1 mit den Werten $I_E = 2$ mA, $U_o = 160$ mV, $R_E = 5{,}6$ Ohm, $R_Q = 180$ Ohm, $R_{afz} = 12$ kOhm (entspricht

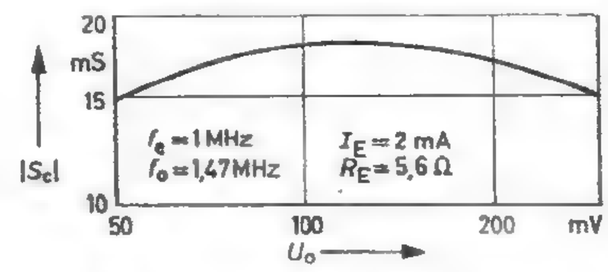


Bild 6. Mischsteilheit $|S_c|$ als Funktion der Oszillatorspannung U_o

etwa der Last durch ein zweikreisiges ZF-Bandfilter mit 1,5 nF Kreiskapazität) und $|S_c| = 17{,}8$ mS (s. Bild 6) berechnen. Man erhält

$$V_{pM} \approx 4 \cdot (17{,}8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 180 \cdot 12 \cdot 10^3 = 2730 \triangleq 34 \text{ dB}.$$

7. Regelung

Das Prinzip der Stromverteilungssteuerung ermöglicht einen großen Regelumfang bei gleichzeitig großer Regelsteilheit. Im Musteraufbau konnten Regeldämpfungen von 80 dB erreicht werden. Die hierzu erforderliche Regelspannungsänderung, vom Regeleinsatz an gemessen, beträgt nur wenige 100 mV. Wegen der zunehmenden Rauschzahl bei Regelung ist jedoch die volle Ausnutzung des Regelumfangs nicht sinnvoll. Um einen linearen Anstieg des Signal-Rausch-Verhältnisses mit der Signalspannung zumindest im Bereich kleiner Signalspannungen zu erhalten, empfiehlt sich eine verzögert einsetzende Regelung der Mischstufe.

8. Zusammenstellung der Meßergebnisse der Schaltung

8.1. Betriebsbedingungen

Betriebsspannung:		9	V
Gesamtemitterstrom (ungeregelt):		2	mA
Gesamtemitterstrom (40 dB geregelt):	etwa	2,3	mA
Zwischenfrequenz f_z:		0,47	MHz
Empfangsfrequenz f_e:		1,0	MHz
Oszillatorfrequenz f_o:		1,47	MHz
Oszillatorspannung U_o:		160	mV
Quellwiderstand R_Q:		180	Ohm
ZF-Außwiderstand R_{afz}:		12	kOhm
Resonanzwiderstand des Eingangskreises R_{po}:		100	kOhm

8.2. Meßergebnisse

Rauschzahl F_M:	etwa	4,6	dB
Mischverstärkung des verfügbaren Eingangssignals V_{pM}:	etwa	34	dB
Zulässige Nutzspannung U_N an der Basis für 10 % Modulationsverzerrung ($m_N = 0{,}7$) bei einer Regeldämpfung von 45 dB:	etwa	200	mV
Zulässige Nutzspannung U_N' am Hochpunkt des Eingangskreises:	etwa	4,7	V
Zulässige Störspannung U_S an der Basis für 1 % Kreuzmodulation ($m_S = 1{,}0$):	etwa	13	mV
Zulässige Störspannung U_S' am Hochpunkt des Eingangskreises:	etwa	300	mV
Regelumfang:	etwa	80	dB
Zunahme der Rauschzahl ΔF_M bei 30 dB Regeldämpfung:	etwa	14	dB

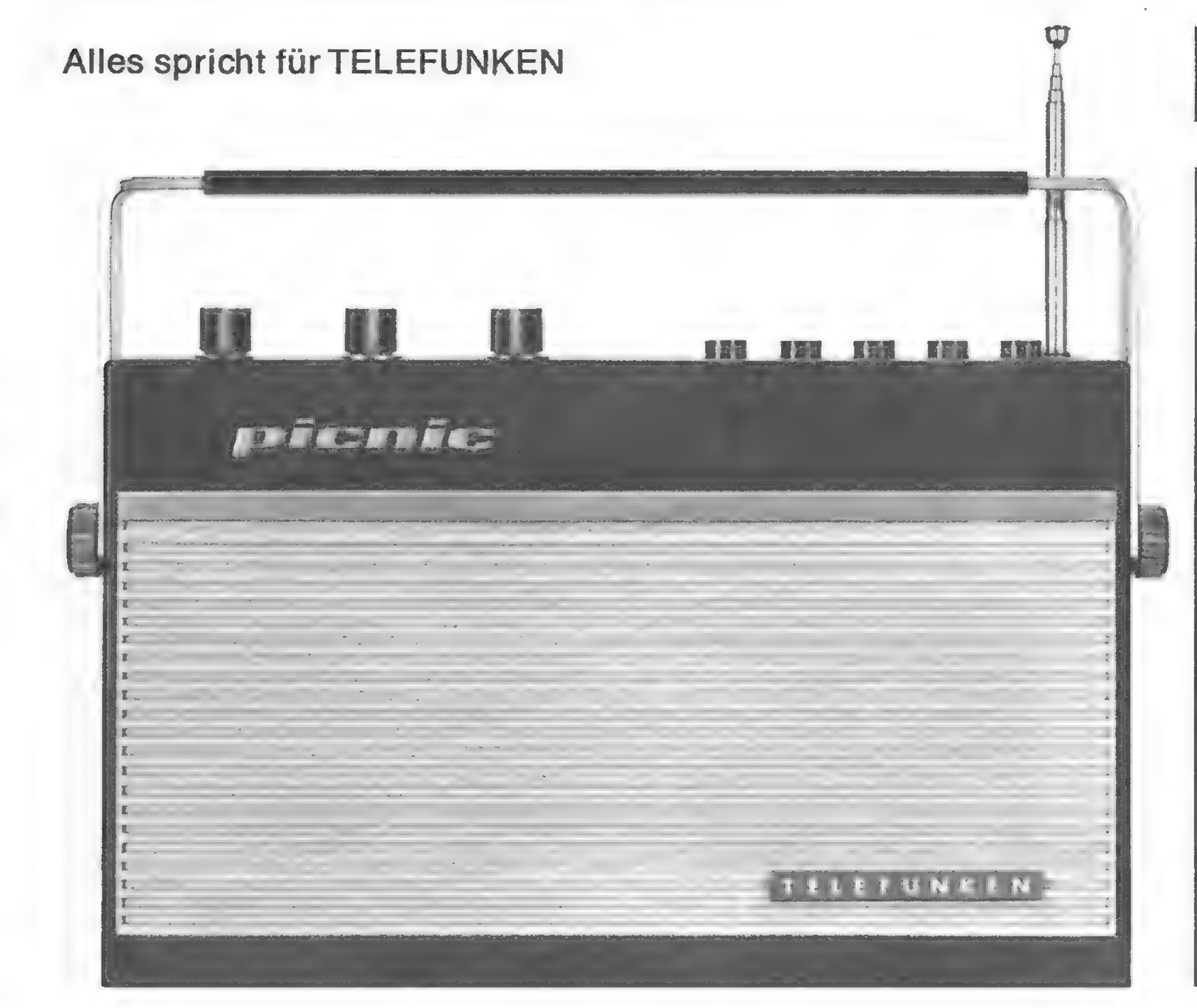
Der neue ›picnic 101‹ belohnt Sie fürs Vorführen: Sein brillanter UKW-Empfang ist Ihr bestes Verkaufsargument.

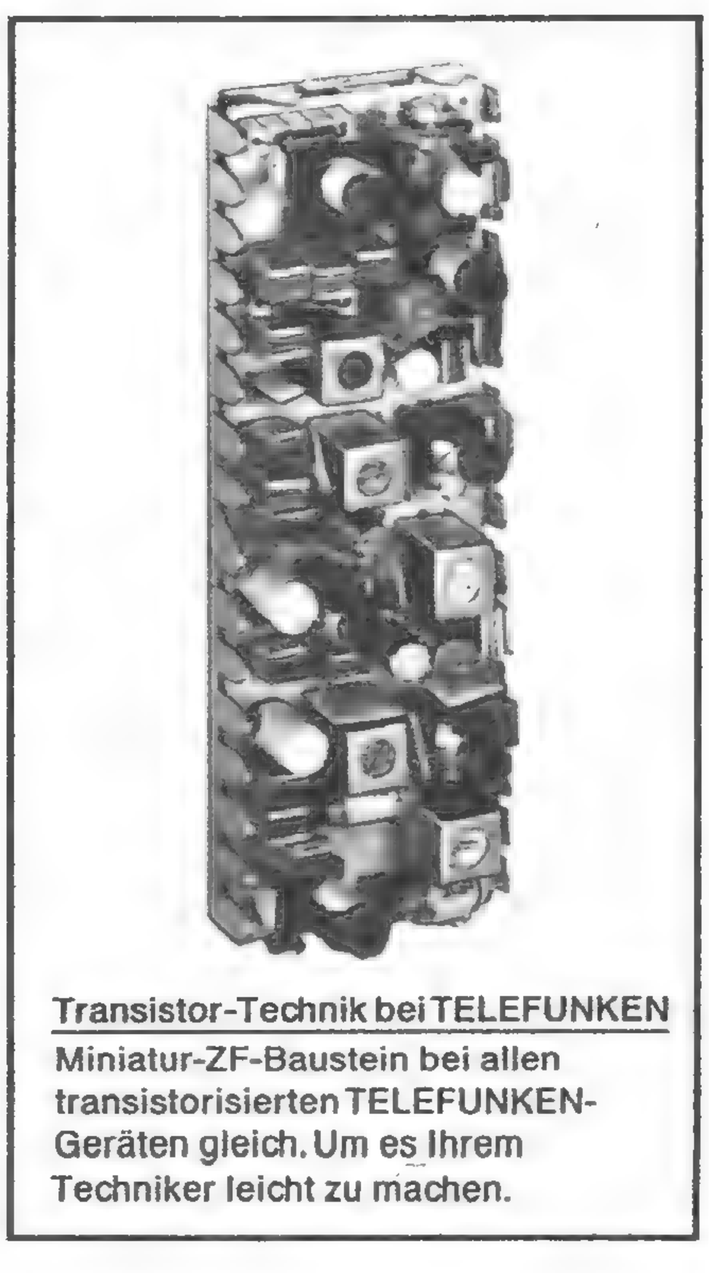
Auch seine Form gefällt; er hat ein dezentes Design. Doch kaufen auch in seiner Preisklasse viele Kunden nach Leistung, nach Empfang. Und hier bringt der picnic 101 das überzeugende Argument:
klarer, übersteuerungsfreier UKW-Ortsempfang und störungsfreier UKW-Fernempfang ohne Schwund.
Außerdem überzeugt schon, vom picnic 101 zu wissen: Er hat UKW-Mischteil mit HF-Gegenkopplung und Stabilisierung gegen Frequenzdrift. Aber Ihren Käufern müssen Sie auch den Klang vorführen: klar und voll. (Dafür sorgen ein Speziallautsprecher mit 11000 Gauß-Magnet und die Gegentaktendstufe.) Dann zeigen Sie doch auch gleich die Zwei-Zeiger-Abstimmung (getrennt für AM/FM), die Anschlußbuchse für Autoantenne, die Buchse für Tonbandgeräte- und Phonogeräte-Anschluß – und wie leicht die Batterien zu wechseln sind.

picnic 101 K mit UKW, KW und MW
picnic 101 L mit UKW, MW und LW

Ihren Service-Techniker interessiert sicher auch das einfach abzuhebende Stülpgehäuse und die Transistor-Technik mit Miniatur-ZF-Baustein.

Alles spricht für TELEFUNKEN





Transistor-Technik bei TELEFUNKEN
Miniatur-ZF-Baustein bei allen transistorisierten TELEFUNKEN-Geräten gleich. Um es Ihrem Techniker leicht zu machen.

UHF-„XC"-Antennen

Yagi-Antennen für den UHF-Bereich sind im allgemeinen mit $\lambda/2$ langen Elementen aufgebaut. Bevorzugt wird dabei für die einzelne Antenne – sieht man von Ausnahmen ab – eine Anordnung aller Elemente der Antenne auf einer einzigen gemeinsamen Achse, dem Tragrohr. Mehrere solcher oft langen Antennen lassen sich nun auch nebeneinander und/oder übereinander zu Gruppen zusammenfassen, beispielsweise zu einer Vierergruppe nach Bild 1a. Im Laufe der letzten Jahre sind ferner auch UHF-Antennen in anderen Formen auf den Markt gekommen (Cornerantennen, Backfireantennen, Reflektorwandantennen und dergleichen), die als aktiven Strahler meistens ein λ langes Element benutzen; Antennen mit Ganzwellendipolen ergeben unter anderem eine große Bandbreite und einen geringen Frequenzgang des Fußpunktwiderstandes

Jede der verschiedenen Antennen hat ihre spezifischen Vor- und Nachteile. Man muß bei der Konstruktion von Empfangsantennen deshalb den günstigsten Kompromiß zwischen Antennengewinn, Anpassung, Richtwirkung und Arbeitsbereich finden, muß aber weiterhin auf Erfordernisse eines erleichterten Transports, der Lagerhaltung und eines schnellen und sicheren Aufbaus der Antennen achten.

Aus allen diesen Überlegungen sowie auf Grund vieler Berechnungen, Versuche und Erfahrungen entstand bei *fuba* jetzt die neue UHF-Antennenserie „XC". Auffälligstes Merkmal dieser Antennen ist eine Form der Elemente der wellenführenden Struktur, die einem liegenden X ähnelt. „Aus 4 mach' 1", müßte man eigentlich zur Entstehungsgeschichte dieses Antennenelementes sagen. Bei einer Vierergruppe nach Bild 1a lassen sich nämlich die beiden übereinanderliegenden Elemente jeder „Spalte" miteinander verbinden, da an ihnen gleiche Spannungen vorhanden sind; aus vier Einzelelementen entstehen dadurch zwei Bauteile (Bild 1b). Nun ist es keineswegs notwendig, daß die Einzelstrahler unbedingt parallel zueinander liegen, sondern man kann die Form nach Bild 1 zum Beispiel in eine parabelförmige Form nach Bild 1c bringen. Aus für die Fabrikation zweckmäßigen Gründen werden solche in elektrischer Hinsicht aus jeweils zwei Elementen bestehenden Parabelabschnitte bei *fuba* aus Blech gestanzt (Versteifung durch eingepreßte Rippen) und schließlich mit Hilfe eines Isolierstückes fest miteinander verbunden (Bild 1d). Diese Antenneneinheiten für die wellenführende Struktur der UHF-Antenne bestehen jetzt also jeweils aus einem Stück, obwohl sie in elektrischer Hinsicht nach wie vor jeweils vier $\lambda/2$ lange Elemente darstellen. Bild 2 zeigt zum Beispiel die Antenne „XC-23 D", bei der fünf solcher Einheiten der wellenführenden Struktur (elektrisch gesehen $4 \cdot 5 = 20$ Einzelstrahler) auf einem einzigen recht kurzen Tragrohr untergebracht sind. Der Werbeslogan von *fuba* „Der lange Zopf ist ab" hat damit sehr wohl seine Berechtigung.

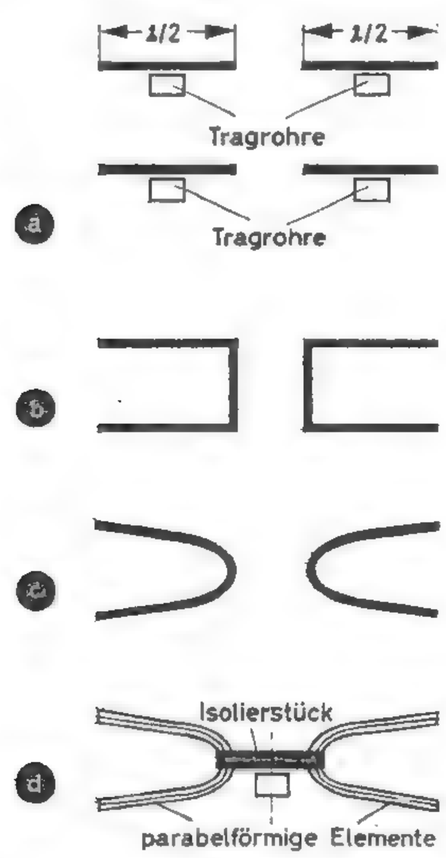


Bild 1. Vier $\lambda/2$ lange Dipole in Form eines liegenden X (d) entsprechen elektrisch einer Vierergruppe von $\lambda/2$ langen Dipolen (a)

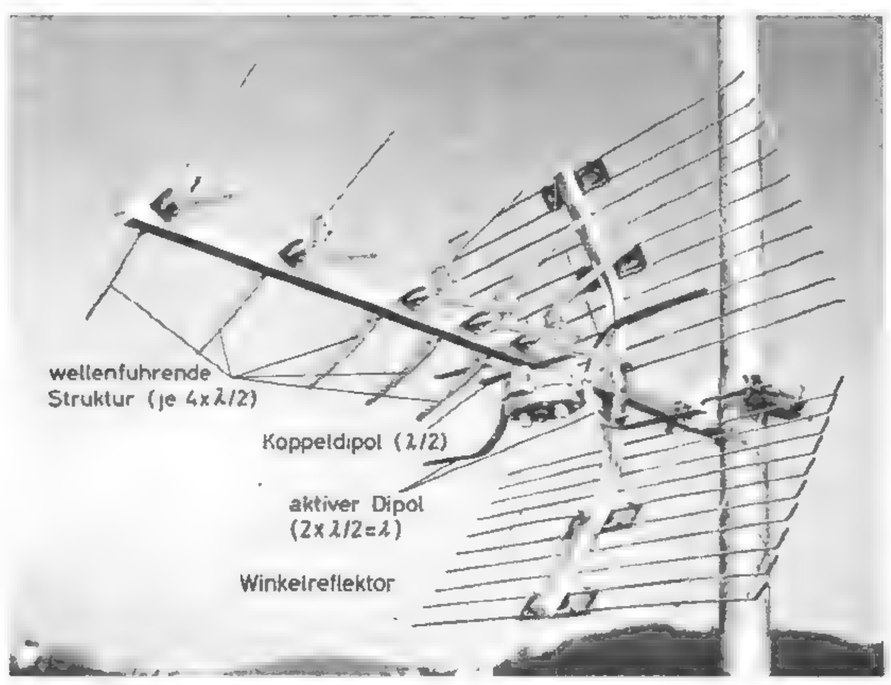


Bild 2. Die neue Antenne „XC-23 D" von *fuba*

Das Erregersystem der XC-Antennen besteht aus einem aktiven Dipol und einem aperiodischen zusammenklappbaren Winkelreflektor. Der Dipol weicht ebenfalls mit seinem Reitersporen ähnlichen Aussehen vom Gewohnten ab. Elektrisch ist diese modifizierte Form jedoch als ein einziger Ganzwellendipol aufzufassen, der die gleichen Vorteile wie jeder λ lange Dipol bringt (große Bandbreite, geringer Frequenzgang des Fußpunktwiderstandes). Er ist etwas nach unten versetzt am Tragrohr angeordnet, wodurch sich eine gute Nebenzipfelarmut an der Unterseite des vertikalen Strahlungsdiagramms ergibt (Bild 3); das ist für eventuelle Störeinstrahlungen von unten (Zündfunkenstörungen und Reflexionen) sehr günstig.

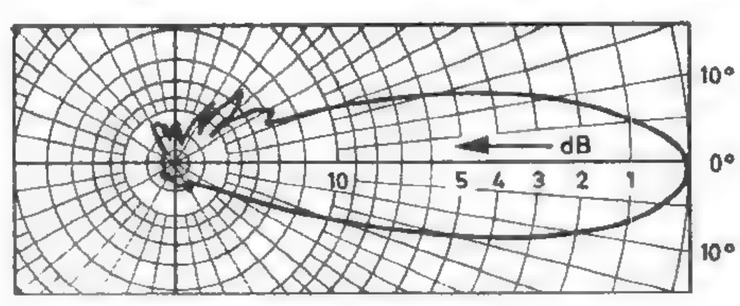


Bild 3. Vertikaldiagramm der Antenne „XC-91 D" bei 730 MHz

Dicht am Ganzwellendipol ist als Übergangszone zwischen dem Erregersystem und der wellenführenden Struktur, ein optimal dimensionierter gekoppelter Halbwellendipol angebracht (Bild 2), mit dessen Hilfe die Impedanzen im Speisepunkt des Erregersystems und die Kennwerte der Strahlungsdiagramme beeinflußbar sind.

Wird also bei der Zählung der Elemente der XC-Antennen jede X-Einheit als vier Elemente gewertet, während man den Ganzwellendipol, den Winkelreflektor und den $\lambda/2$ langen Koppeldipol als jeweils ein Element zählt, dann hat die im Bild 2 gezeigte Antenne demnach 20 + 3 Elemente, das heißt 23 Elemente. Das ist auch in der Typenbezeichnung „XC-23 D" dieser Antenne ausgedrückt.

Die ganze XC-Antennenserie besteht aus vier Grundausführungen mit jeweils 11, 23, 43 oder 41 Elementen. Ihre Gewinnmaxima erreichen bei der jeweiligen Resonanzfrequenz der Antennen Werte von etwa 8,5, 11, 13 und 17 dB. Die Dimensionierung ist so ausgelegt, daß die Resonanzbedingung für die annähernd höchste Frequenz des gewählten Arbeitsbereiches der Antenne erfüllt ist; die Bandbreite ist dann recht groß. Oberhalb dieser Frequenz fällt der Gewinn steil ab, bis zu dieser Frequenz steigt er entsprechend Bild 4 in gewünschter Weise allmählich an (Ausgleich der steigenden Kabel- und Ausbreitungsdämpfung sowie der geringeren Eingangsempfindlichkeit der Fernsehempfänger).

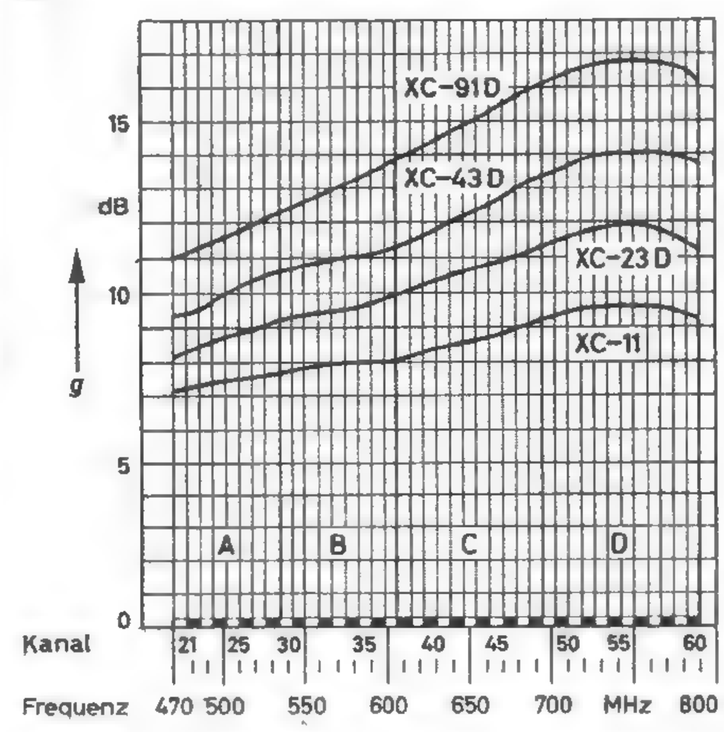


Bild 4. Gewinn g der vier XC-Antennen in Breitbandausführung

Alle XC-Antennen, die am Schluß der Typenbezeichnung den Zusatzbuchstaben D tragen sowie auch die kleine Antenne „XC-11", haben eine Bandbreite, die über den ganzen UHF-Bereich (470 bis 790 MHz, Kanäle 21 ... 60) geht. Wer als Arbeitsbereich seiner Antenne diese große Bandbreite nicht benötigt, das Maximum des Gewinns aber gern in „seinem" UHF-Kanal ausnutzen möchte, auch dem konnte geholfen werden. *fuba* teilte den ganzen UHF-Bereich bis Kanal 60 in vier Vorzugsbereiche A, B, C und D ein. Jede Antennengröße gibt es in den vier Ausführungen A, B, C oder D (eine Ausnahme ist die kleinste Antenne „XC-11", die nur in einer Breitbandausführung für den ganzen UHF-Bereich geliefert wird). Sie sind so dimensioniert, daß ihre Resonanzfrequenz und damit das Gewinnmaximum in den gewählten Vorzugsbereich fällt. Aus Bild 5 (Beispiel für die „XC-91"er Antennen) geht dies klar hervor; so ist der Vorzugsbereich der Antenne „XC-91 C" (Bild 6) der Bereich C, während sich aber ihr möglicher Verwendungsbereich (Arbeitsbereich) mit

ATLAS: ein gutes Gerät ein guter Preis ein gutes Geschäft

neu

Festpreis: DM 768,-

Mehrpreis Nußbaum natur mattiert: DM **12,-**

Mehr und mehr Kunden suchen die Sicherheit des Fachgeschäftes und die Sicherheit des guten Preises. Die Fernsehneuheit ATLAS präsentiert sich mit Festpreis. Dieses neue Bestsellermodell sichert aber noch weit mehr zu: Freude für viele Jahre - durch eine Gehäuselinie von bestechender, zeitlos moderner Eleganz, durch Bedienungskomfort, der noch allerhand neue Programme verkraften kann (4 Sendertasten + VHF-Speichertuner), durch das „sprechende" Bild, das Verständlichkeit und Wiedergabetreue maßgeblich beeinflußt (59-cm-P/M-Röhre) und nicht zuletzt durch Zuverlässigkeit.

Atlas, ein Gerät ohne Risiko, ein Gerät, das Sicherheiten bietet, die Ihre Kunden bevorzugen und die Sie zum guten Geschäft benötigen.

LOEWE OPTA

Berlin-West · Kronach/Bayern · Düsseldorf

Besuchen Sie uns auf der Hannover-Messe 1966, Halle 11, Stand 34

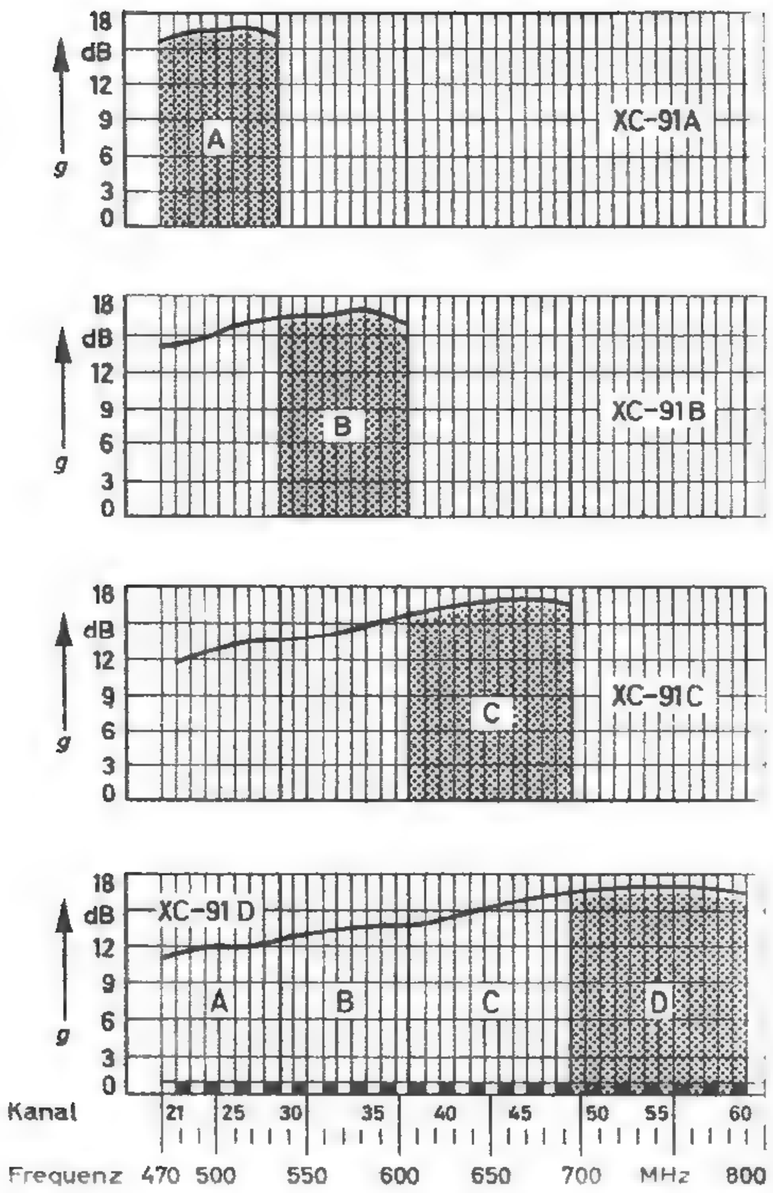


Bild 5. Gewinn g der vier Ausführungen der „XC-91"-Antennen (Vorzugsbereiche mit Raster unterlegt)

Bild 6. Antenne „XC-91 D"

noch recht guten Gewinnwerten auch auf die darunter liegenden Bereiche A und B erstreckt. Gleiches gilt für die anderen Antennen „XC-23" und „XC-43".

Auf die gute vertikale Strahlungscharakteristik der Antennen wurde bereits im Bild 3 hingewiesen. Bild 7a zeigt bei der gleichen Frequenz von 730 MHz (also im Vorzugsbereich der Antenne) ein horizontales Diagramm. Auch im unteren Anwendungsbereich ist es noch recht gut, wie Bild 7b (gemessen bei einer Frequenz von 550 MHz) beweist; das Vor-Rück-Verhältnis ist hier besser als 29 dB. Erwähnenswert ist ferner, daß eine Verzerrung der Strahlungsdiagramme durch ein Standrohr, das mitten durch eine XC-Antenne hindurchgeht, wegen des symmetrischen Aufbaues der wellenführenden Struktur kaum auftritt oder gegenüber anderen Antennen zumindest wesentlich geringer ist.

Auf Grund des breitbandigen Erregersystems der Antennen wurde weiterhin eine sehr gute Anpassung erreicht. Nach Bild 8 überschreitet der Anpassungsfaktor s im ganzen Arbeitsbereich der Antenne „XC-91 D" nicht den Wert von 1,5. Selbst

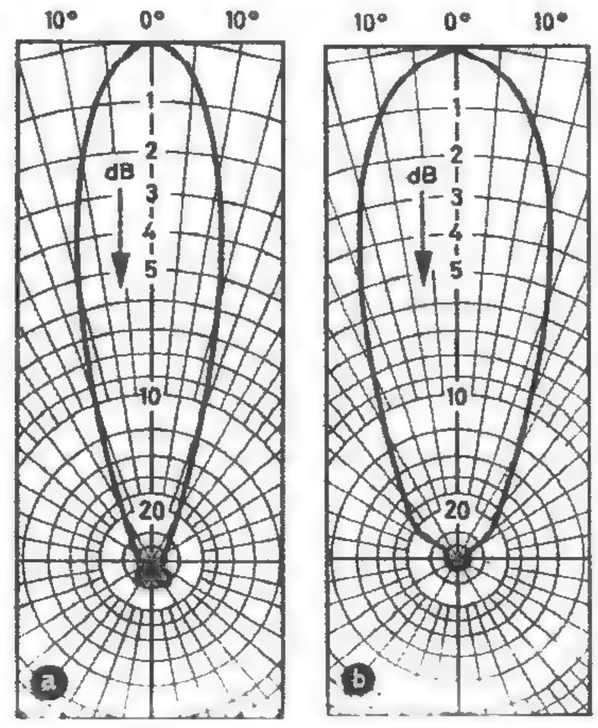


Bild 7. Horizontaldiagramme der Antenne „XC-91 D" bei 730 MHz (a) und bei 550 MHz (b)

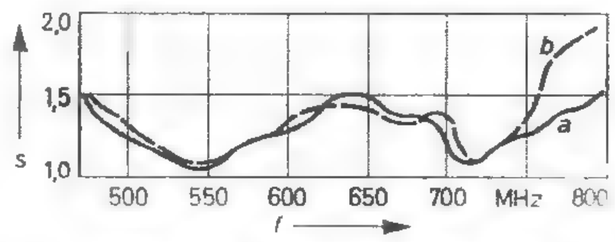


Bild 8. Anpassungsverlauf s der Antenne „XC-91 D"

bei Vereisung der Antenne liegt er bei den höchsten Frequenzen noch unter einem Wert von 2.

Die Verkürzung der Antennenlänge gegenüber bisherigen Antennen ist aus Bild 9 ersichtlich. Während danach zum Beispiel eine bisher übliche Yagi-Bereichsantenne für einen Gewinn von 13 dB durchschnittlich eine Antennenlänge von 4,6 λ aufweist, liegt die Antennenlänge einer vergleichbaren XC-Antenne nur bei etwa 2,2 λ. Im ganzen gesehen, sind die XC-Antennen etwa nur 0,42 ... 0,5mal so lang wie vergleichbare andere Yagiantennen. Das ist auch für die Verpackung und die Lagerhaltung der Antennen günstig, wenngleich der Verpackungskarton breiter geworden ist. Die Windlast der montierten Antennen ist durch den Winkelreflektor etwas größer geworden, liegt aber durchaus noch in den empfohlenen Grenzen.

*

Das C hinter dem X in der Typenbezeichnung deutet an, daß die Antennen auch für das kommende Farbfernsehen – selbst bei

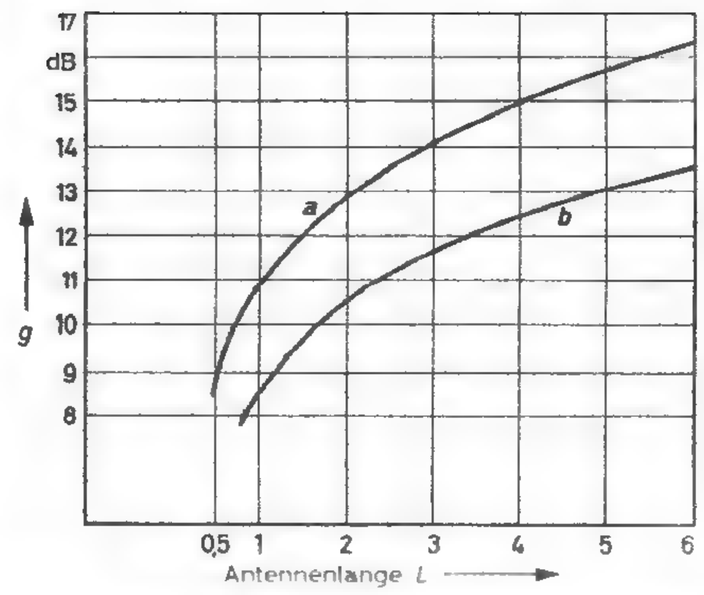


Bild 9. Antennengewinn g in Abhängigkeit von der Antennenlänge L. a) XC-Antennen des Vorzugsbereiches B; b) andere Bereichsantennen

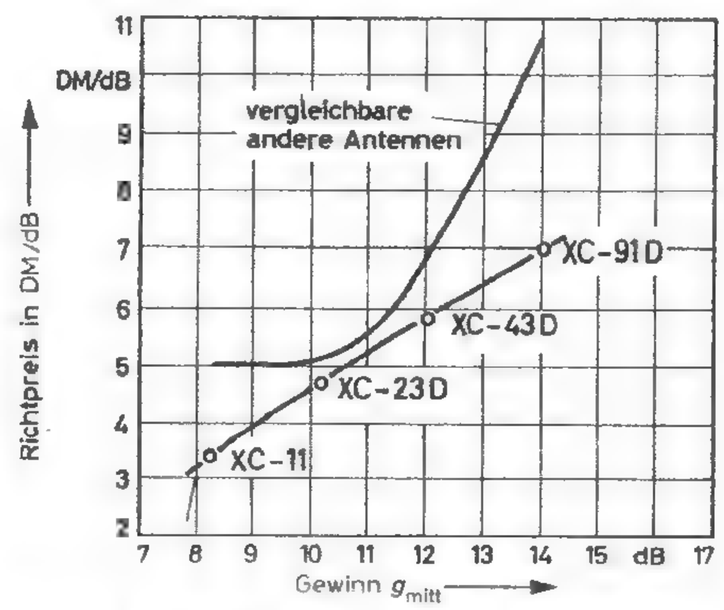


Bild 10. Ungefähre Richtpreise in DM/dB von XC-Antennen und vergleichbaren anderen Yagiantennen

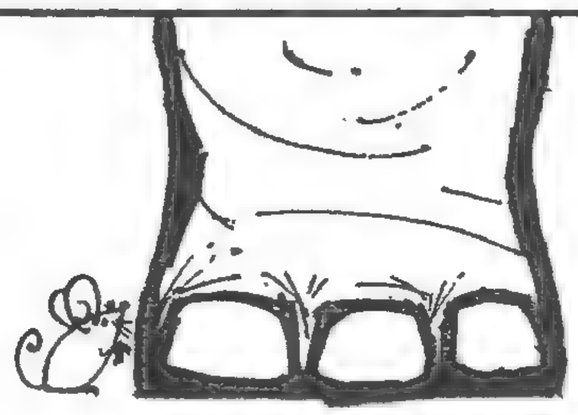
Wahl eines Phasenfehler nicht korrigierenden Systems – vor allem wegen ihrer guten Anpassung und Nebenzipfelarmut günstig sind.

*

Gute Nebenzipfelarmut, großes Vor-Rück-Verhältnis, verbesserte Richtwirkung und erhöhten Gewinn erhält man mit üblich aufgebauten Yagiantennen, wenn zum Beispiel mehrere Antennen nebeneinander oder übereinander angeordnet werden, wie es bereits im Bild 1a angedeutet ist. Im Prinzip gesehen, trifft eine solche Anordnung durchaus auf alle XC-Antennen zu. Vor jeder Hälfte des gespeisten Dipols verläuft sozusagen eine durch die linke und rechte Halbparabel der wellenführenden Struktur gebildete, kurze Doppelreihe von Antennenelementen.

13 Antennentypen der XC-Serie ersetzen in Zukunft 41 bisherige UHF-Antennentypen von *fuba;* das ist ein weiterer für die Lagerhaltung wichtiger Vorteil. Sieht man sich nun noch die Richtpreise der neuen und die der bisherigen Antennen an, dann ist festzustellen, daß die XC-Antennen sogar billiger als vergleichbare bisherige Antennen sind. Nach Bild 10 liegt der Richtpreis der XC-Antennen in DM je Dezibel Gewinn stets unter dem vergleichbarer bisheriger Antennen. *Jä.*

auch für ganz Große
und ganz kleine



Das Heninger-Sortiment kommt jedem entgegen: 900 Fernseh-Ersatzteile, alle von namhaften Herstellern. Qualität im Original – greifbar ohne Lieferfristen, zum Industriepreis und zu den günstigen Heninger-Konditionen.

Lieferung nur an Fernsehwerkstätten (Privat-Besteller bleiben unbeliefert)

Ersatzteile durch Heninger

Zuverlässigkeit ist kein Zufall

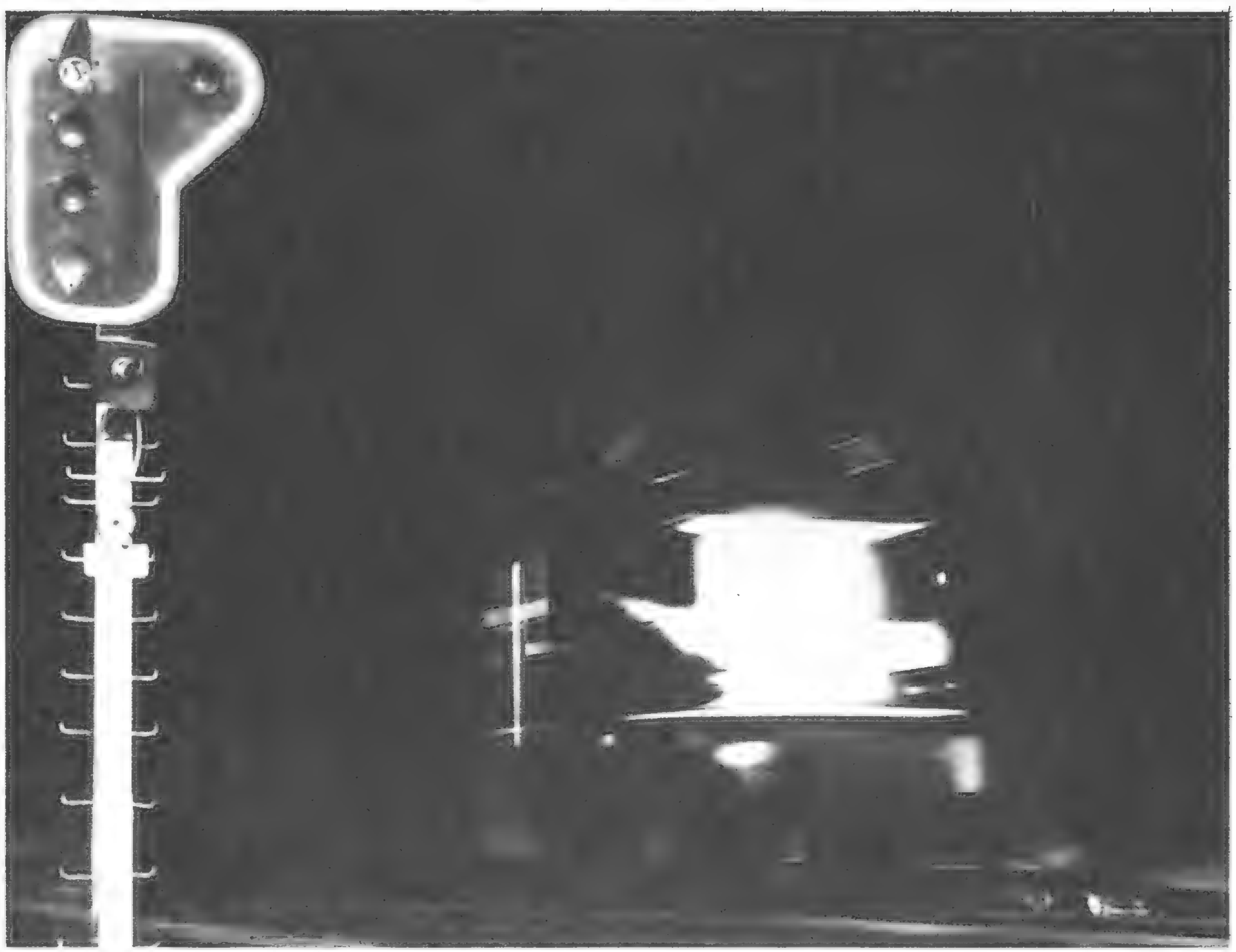
Komplizierte Schaltanlagen, schwierige Programmsteuerungen und Streckensicherungssysteme zählen zum Anwendungsbereich einer Vielzahl elektronischer und elektromechanischer Bauelemente von SEL.
Hier, wie bei anderen Aufgaben, die SEL überall in der Welt gestellt werden, bewähren sich die Beschaffenheit und die Zuverlässigkeit der SEL-Produkte.

Dort, wo Funktionssicherheit, Präzision und technische Erfahrung verlangt werden, wo hohe Anforderungen an das Material gestellt werden, nehmen SEL-Bauelemente einen führenden Platz ein. Harte Kontrollen und strenge Qualitätsprüfungen während der Herstellung sind in allen Betrieben von SEL selbstverständlich. Ingenieure und Techniker, ob in amerikanischen oder europäischen Forschungslaboratorien, arbeiten an den verschiedensten Aufgaben, die SEL in aller Welt heute und morgen gestellt werden.

Transistoren und Dioden, Zenerdioden, Thyristoren, Thermistoren und Widerstände bietet SEL an. Bildröhren, Spezialröhren, Kondensatoren, Quarze und Quarzfilter, Klein- und Leistungs-Gleichrichter, Tasten, Schalter und Relais werden bei uns gebaut. Steckverbinder, Lautsprecher, Ablenkmittel und integrierte Schaltkreise zählen darüberhinaus zum SEL-Bauelemente-Programm.

Wir beantworten gerne Ihre Fragen und geben Ihnen ausführliche Informationen über das Bauelementeprogramm von SEL in Ihrem Anwendungsbereich.

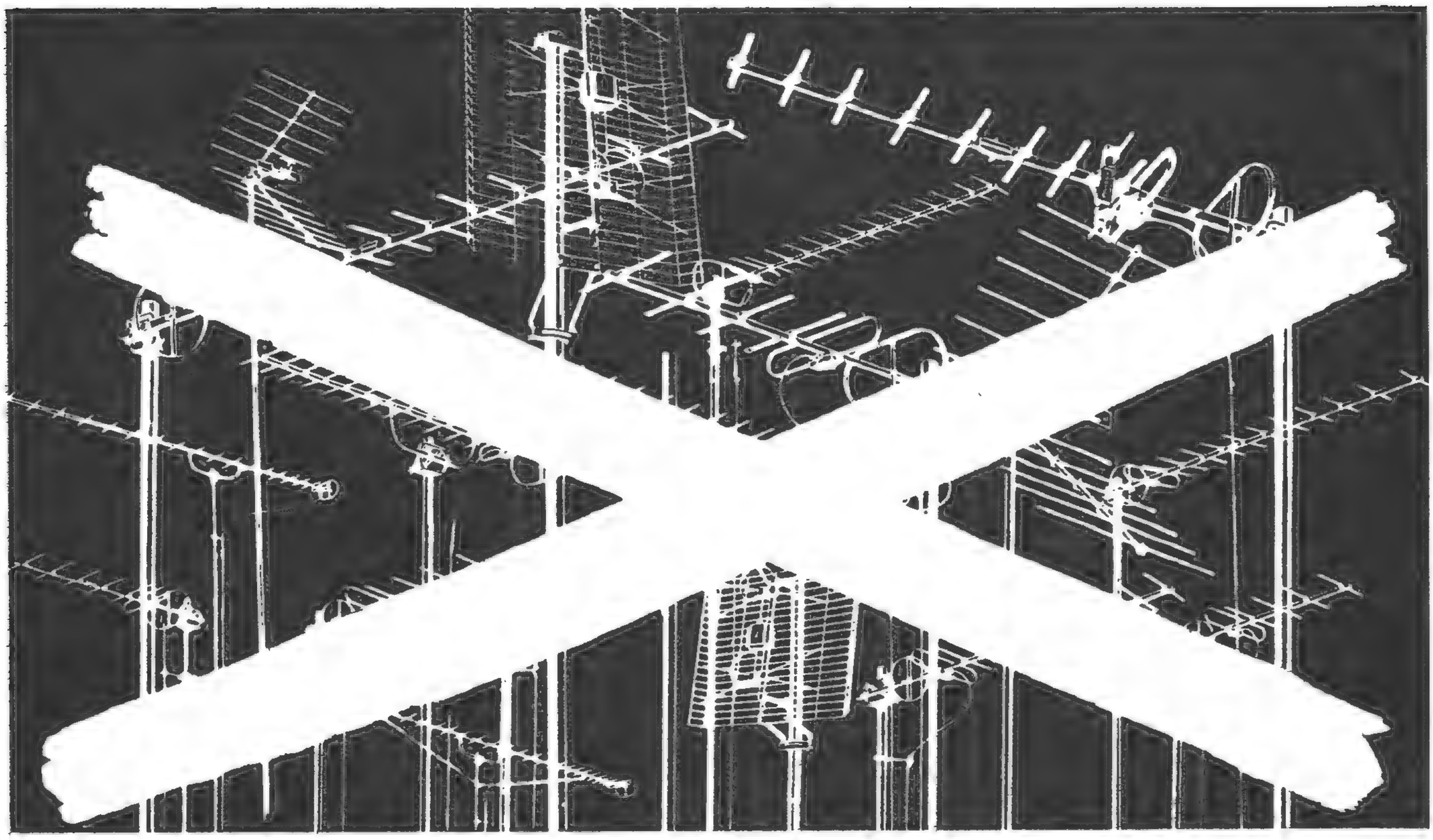
Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
85 Nürnberg
Platenstraße 66
Fernsprecher: (0911) 48061
Fernschreiber: 06-22212



Besuchen Sie uns bitte auf der Hannover-Messe Halle 12, Stand 4–5

60006

... die ganze nachrichtentechnik



DER MOHR HAT SEINE SCHULDIGKEIT GETAN
DER MOHR KANN GEHEN!

Sagt man, wenn gutes durch besseres ersetzt wird.

fuba trennt sich vom Dezi-Antennen-Programm alter Art und liefert ab sofort das neue System fuba Color.

Was ist Color? – Ein neuartiges Antennensystem, bei welchem gleichsam vier Ebenen an ein gemeinsames Tragerohr gelegt sind.

Was leistet Color? – Bei gleicher Länge einen höheren Spannungsgewinn – ein hohes Vor-/Rückverhältnis, wie wir es bisher nie bieten konnten, und das völlige Fehlen störender Nebenzipfel.

Was erreicht man durch Color? – Bessere Schwarz-Weiß-Bilder als bisher und sicheren Empfang bei der Umstellung auf farbiges Fernsehen.

Was kostet Color? – Bei höherer Leistung das gleiche wie die bisherigen Typen – bei gleicher Leistung weniger als bisher.

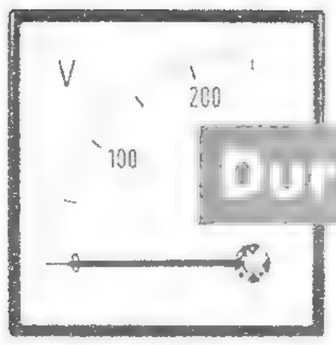
Welche Typen ersetzt Color? – 13 Color-Typen ersetzen die 43 Typen unseres bisherigen Programms. Alle bisherigen Dezi-Katalogtypen sind überholt und gestrichen.

---

fuba Color

ANTENNEN FÜR HEUTE UND MORGEN

P. ALTMANN



Durch Messen zum Wissen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 21 (1966) Nr. 7, S. 253

3.14. Messungen an Niederfrequenzverstärkern

Einige wichtige Messungen an Niederfrequenzverstärkern haben wir bereits in früheren Abschnitten besprochen. Es sei zum Beispiel auf die Klirrfaktormessungen und auf die Verstärkungsgradmessungen verwiesen. Ergänzend dazu folgen noch einige Betrachtungen über die Aufnahme der Frequenzkurven von Niederfrequenzverstärkern. Grundsätzlich bedient man sich dabei
33 einer Anordnung, deren Prinzip im Bild 38 skizziert ist. Man

Bild 38. Prinzipschaltung zur Messung des Verstärkungsgrades in Abhängigkeit von der Frequenz

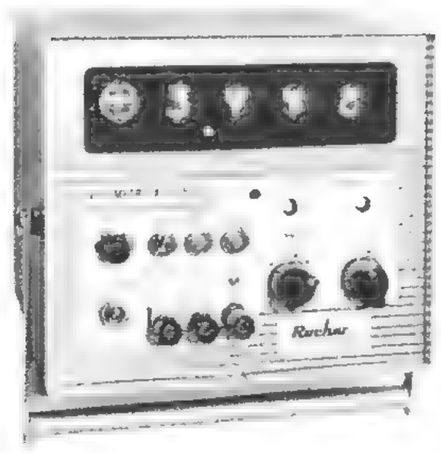
benötigt einen Tongenerator, dessen Spannung U_1 mit dem Instrument *V 1* genau abgelesen werden kann, und einen Ausgangsspannungsmesser *V 2*, der die Ausgangsspannung U_2 mißt. Hierfür eignet sich ein Röhrenvoltmeter, aber auch, wenn der Verstärker eine größere Leistung abgeben kann, ein Ausgangsspannungsmesser. Bei niedrigen Frequenzen genügt auch der Wechselspannungsbereich eines unserer Vielfachinstrumente. Die „Oberspannung" des Tongenerators kann ebenfalls mit einem Vielfachinstrument überwacht werden, falls ein geeichter Spannungsteiler im Generator vorhanden ist und falls dieser nicht ohnehin ein Ausgangsspannungsinstrument enthält.

Der Ausgang des Tongenerators wird mit dem Eingang des Verstärkers verbunden, am Ausgang liegt der Ausgangsspannungsmesser. Je höher die Verstärkung des Verstärkers ist, um so mehr Sorgfalt muß man auf eine wirklich einwandfreie Verbindung zwischen Tongenerator und Verstärkereingang legen. Das gilt vor allem dann, wenn der Tongeneratorausgang und der Verstärkereingang hochohmig sind. Würde hier die Verbindung mit einer einfachen unabgeschirmten Leitung erfolgen, so bestünde die Gefahr der Einstreuung von Brummspannungen, die unter Umständen das Meßergebnis verfälschen könnten. Meistens sind zwar die Ausgänge der üblichen Tongeneratoren niederohmig (sie liegen bei rund 100 Ohm), aber trotzdem empfiehlt sich die Verwendung einer abgeschirmten Leitung, wobei die Abschirmung einerseits mit dem Massepunkt des Tongenerators und andererseits mit dem Massepunkt des Verstärkers möglichst gut verbunden sein muß. Es kann nicht oft genug darauf hingewiesen werden, wie wichtig das ist, denn immer wieder kann man Fehlmessungen beobachten, die infolge eines unsachgemäßen
34 Anschlusses entstehen. Man kann auch provisorisch an den Ausgang des Verstärkers einen Kopfhörer oder einen Lautsprecher schalten (natürlich unter Verwendung eines spannungssicheren Trennkondensators) und bei eingeschaltetem, aber vollkommen herabgeregeltem Tongenerator prüfen, ob der Anschluß des Generators ein zusätzliches Brummen im Lautsprecher verursacht. Nur wenn der Brummton so leise ist, daß er am Instrument *V 2* praktisch keinen Ausschlag mehr hervorruft, ist der Anschluß als einwandfrei anzusehen. Anderenfalls muß man prüfen, auf welchem Wege die Brummspannung zum Eingang des Verstärkers gelangt. Unter Umständen ist der Masseanschluß mit einer guten Erdleitung zu verbinden, damit das restliche Netzbrummen möglichst gut ausgeschaltet wird.

Auch bei der Aufnahme von Frequenzkurven sind einige Vorsichtsmaßregeln zu beachten. Zunächst muß sichergestellt sein, daß der Verstärker eingangsseitig niemals übersteuert wird. Man
35 muß daher durch eine Probemessung ermitteln, bis zu welcher Höhe der Eingangsspannung die Ausgangsspannung nahezu linear folgt. Sobald die Ausgangsspannung langsamer zu steigen beginnt, besteht die Gefahr von Verzerrungen. Besonders gut läßt sich das natürlich mit einem Katodenstrahloszillografen beobachten. Für ein geübtes Ohr genügt aber oft schon ein angeschalteter Lautsprecher, um festzustellen, ob Übersteuerung vorhanden ist. Der ursprünglich eintönige musikalische Ton gewinnt dann nämlich zunehmend an „Lebendigkeit", und es mischen sich höhere Töne bei, die das Vorhandensein von Oberwellen anzeigen. Den kritischen, eine Übersteuerung noch nicht hervorrufenden Wert der

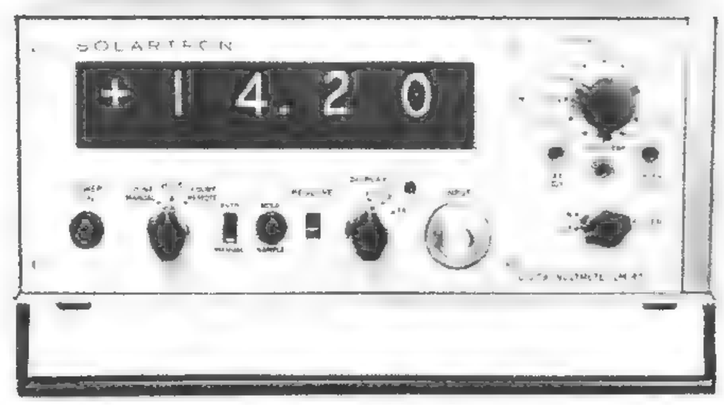
Die 3 interessantesten
Digitalvoltmeter
1. Qualität 2. Technik 3. Preis

Typ A 1335



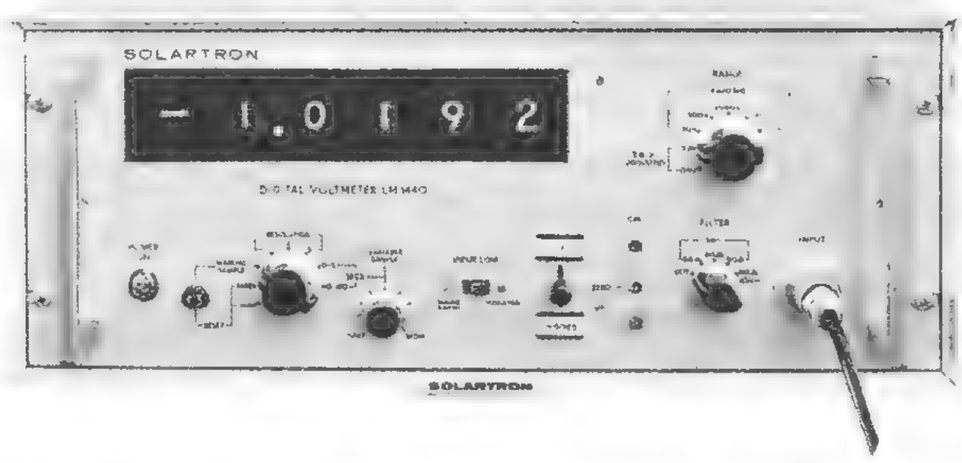
Sägezahnverfahren AC + DC. Spannungsbereich von 0,002 V — 500,0 V. Automatische Bereichs- und Polaritätsumschaltung. Genauigkeit 0,2 % bei DC; 0,5 % bei AC. AC von 20 Hz — 100 kHz. Volltransistorisiert

Typ LM 1420



Ein extrem preiswürdiges DVM mit 0,05 % Genauigkeit vom Vollausschlag. 2,5 µV Auflösung der letzten Stelle. In 6 Bereichen 20 mV — 1000 V. Differenzverstärkereingang. 5000 MΩ im 2-V-Bereich. 150 dB Common Mode Rejection.

Typ LM 1440
Typ LM 1480



Stufenkompensatorprinzip. 0,01 % Genauigkeit. 10 µV Auflösung. 5 Bereiche von 299,99 mV — 2000,0 V. Max.-/Min.-Anzeige 50 Messungen/sec. 20 000 MΩ Eingangswiderstand. LM 1480 mit automat. Bereichsumschaltung.

Wir beraten Sie gern, bitte fordern Sie Prospekte an.

SCHLUMBERGER MESSGERÄTE

8 München 15, Bayerstraße 13, Telefon 55 82 01-05, Telex 05-22 248

Schweiz: Daystrom SA, Zürich, Badener Straße 333
Österreich: Daystrom Overseas, Wien 12, Tivoligasse 74

Eingangsspannung muß man sich genau merken und darf ihn bei der folgenden Messung keineswegs überschreiten.

Zur Aufnahme des Frequenzverlaufs gibt es zwei verschiedene Methoden. Man kann entweder die Eingangsspannung konstanthalten und die Ausgangsspannung bei allen interessierenden Frequenzwerten ablesen, oder man hält die Ausgangsspannung durch Regeln am Tongenerator stets konstant und liest die für diese konstante Ausgangsspannung bei jedem Frequenzwert erforderliche Eingangsspannung am Eingangsspannungsvoltmeter ab. Man erhält dann Frequenzkurven wie in den Bildern 39 und 40. Am gebräuchlichsten ist wohl die Darstellung nach Bild 39. Die
86 eigentliche Aufnahme des Frequenzgangs ist sehr einfach. Beim zuerst genannten Verfahren wird, bei der niedrigsten Frequenz beginnend, Frequenzwert nach Frequenzwert eingestellt und stets geprüft, ob U_1 konstantbleibt. Bei jeder eingestellten Frequenz wird die Ausgangsspannung abgelesen und in einer Tabelle notiert. Wenn man besonders genau sein will, wiederholt man die

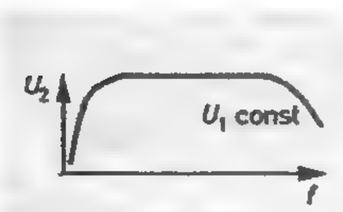
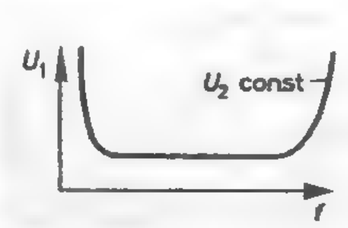


Bild 39. Frequenzgang, Eingangsspannung konstantgehalten ◀

Bild 40. Frequenzgang, Ausgangsspannung konstantgehalten ▶



Messung mehrmals und bildet aus den Ergebnissen Mittelwerte. Dann werden die Werte der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz als Kurve dargestellt (Bild 39). Bei den üblichen Niederfrequenzverstärkern fällt die Kurve bei sehr tiefen und sehr hohen Frequenzen ab, was auf die in den früheren Beitragsreihen besprochenen Erscheinungen zurückzuführen ist. Der Abfall bei tiefen Frequenzen beruht auf dem dann stets größeren Blindwiderstand der Koppelkondensatoren, während der Abfall bei hohen Frequenzen eine Folge der hier immer mehr in den Vordergrund tretenden Auswirkung der schädlichen Parallelkapazitäten ist.

Je mehr Meßpunkte man wählt, um so genauer kann man die Kurve zeichnen. Sehr zweckmäßig ist eine Ablesung in dekadischen Stufen, beispielsweise im Frequenzbereich 0 ... 100 Hz von 10 zu 10 Hz, zwischen 100 und 1000 Hz in Stufen von jeweils 100 Hz und zwischen 1000 und 10 000 Hz in Stufen von jeweils 1000 Hz. Das genügt vollkommen. Bei dieser Unterteilung empfiehlt es sich auch, für die Darstellung der Frequenzkurve logarithmisches Papier zu verwenden, dessen Ordinate linear und dessen Abszisse logarithmisch (in vier Dekaden) eingeteilt ist. Die Frequenzkurve wird dann besonders übersichtlich und gestattet eine leichte Auswertung.

Verfährt man nach der zweiten Methode, dann wird die Frequenz 87
ebenfalls in den oben genannten Stufen verändert. Bei jedem Frequenzwert wird aber die Eingangsspannung, die der Tongenerator abgibt, so eingestellt, daß an *V 2* (Bild 38) stets der gleiche Spannungswert erscheint. Man kann dann feststellen, daß zunächst hohe Eingangsspannungen erforderlich sind, die aber schnell kleine Werte erreichen, darauf innerhalb des linearen Frequenzbereiches verharren, um schließlich wieder größer zu werden. Man sollte sich der Mühe unterziehen und beide Methoden einmal wirklich praktisch durcharbeiten, weil man dann das Verhalten eines Niederfrequenzverstärkers richtig kennenlernt. Darüber hinaus empfehlen sich bei jeder Frequenz Klirrfaktormessungen, gegebenenfalls auch in Abhängigkeit von der Aussteuerung.

Weitere Messungen an Verstärkern erstrecken sich auf den Wert
des wechselstrommäßigen Ausgangs- und Eingangswiderstandes. 88
Man kann den Eingangswiderstand eines Verstärkers prinzipiell ebenso messen wie den Ausgangswiderstand, also nach der Schaltung Bild 30 vorgehen. Die Meßanordnung wird dabei nicht an den Ausgang, sondern an den Eingang geschaltet und in Reihe mit dem Regelwiderstand *R* noch eine Wechselspannungsquelle gelegt. Dann regelt man *R* so, daß das jetzt am Eingang liegende Voltmeter *V* den halben Wert der Leerlaufspannung der Spannungsquelle anzeigt. Dabei ergibt sich der Eingangsscheinwiderstand, dessen Kenntnis in vielen praktischen Fällen wichtig ist. Die erreichbare Genauigkeit hängt auch hier wieder von der Instrumentengenauigkeit, von der Genauigkeit des Widerstandes *R* und davon ab, wie exakt sich die Spannung der Meßspannungsquelle bestimmen läßt.

3.15. Messung wichtiger Röhrendaten bei Niederfrequenz

Alle normalen Elektronenröhren haben im Niederfrequenzbereich praktisch die gleichen Grunddaten wie bei Gleichstrom. Elek-

tronenlaufzeiten, schädliche Kapazitäten usw. spielen hier noch keine Rolle. Man kann sich daher beispielsweise zur Messung von Durchgriff, Steilheit, Innenwiderstand usw. auch der Methoden bedienen, die bereits im Abschnitt 2.10. dieser Beitragsreihe besprochen wurden. So läßt sich aus einer gut gezeichneten, statisch gewonnenen Kennlinie alles Wissenswerte über das Verhalten der Röhre ablesen. Darüber hinaus gibt es einige Spezialmethoden, bei denen Tonfrequenz zur Messung verwendet wird. Sie dienen vorzugsweise zur Bestimmung des Durchgriffes, der Steilheit und des Innenwiderstandes.

89 Bild 41 zeigt eine Schaltung zur Bestimmung des Durchgriffes oder dessen reziproken Wertes, des Verstärkungsfaktors. Einem Potentiometer P wird eine Wechselspannung $U_{\sim}$ von etwa 10 V_{eff} zugeführt. Das Gitter erhält eine Vorspannung über die Batterie B, so daß die Röhre im normalen Arbeitspunkt arbeitet. Im Anodenkreis liegt eine Gleichstromquelle, für die wir unser Netzgerät verwenden können. Wichtig ist das Potentiometer P, das in Verhältniswerten oder in Ohm geeicht sein muß. Im Katodenkreis liegt ein Kopfhörer K; C ist ein Überbrückungskondensator. Diese Anordnung bildet eine Brückenschaltung, wobei das Potentiometer P so eingestellt werden muß, daß der Kopfhörer K ein Tonminimum liefert. Dann wird das Verhältnis a/b am Potentiometer abgelesen, also das Verhältnis der Widerstände zwischen dem linken Ende des Potentiometers und dem Abgriff sowie zwischen dem Abgriff und dem rechten Ende von P. Dieses Verhältnis stellt unmittelbar den Durchgriff D dar, und für den Verstärkungsfaktor gilt dann $V = b/a$. Wenn man den Durchgriff in Prozenten angeben will, ist der Wert von D noch mit 100 zu multiplizieren.

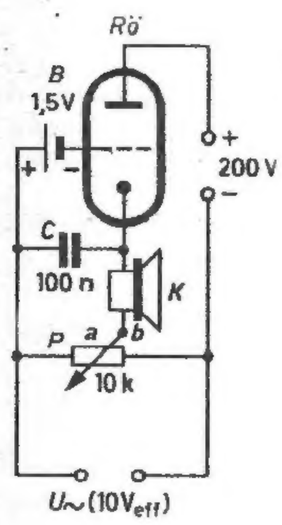


Bild 41. Spezialschaltung zur Messung des Durchgriffs oder des Verstärkungsfaktors ◀

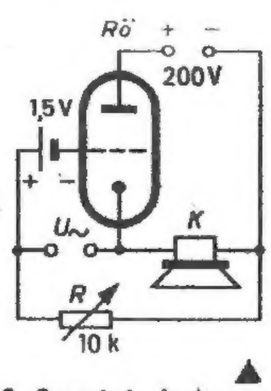


Bild 42. Spezialschaltung zur Messung der Steilheit ▲

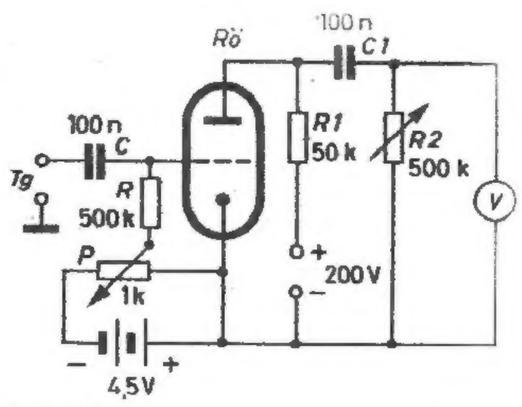
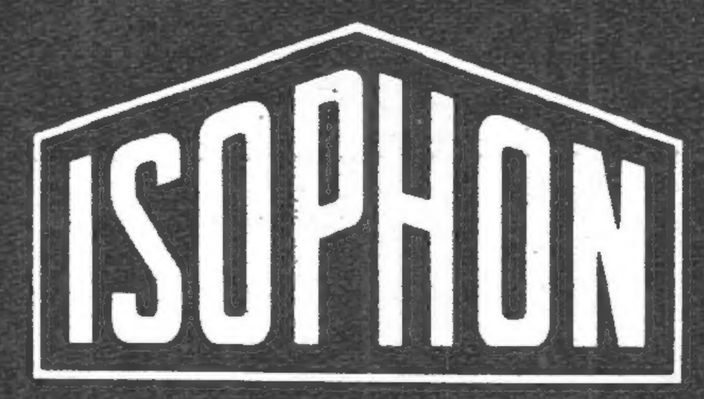


Bild 43. Messung des Innenwiderstandes ▲

90 Auch die Steilheit kann mit Tonfrequenz gemessen werden, wie Bild 42 zeigt. Die Anodenspannung liefert unser Netzgerät, das Gitter wird mit einer Batterie von etwa 1,5 V wie angegeben vorgespannt. Im Katodenkreis liegt der Kopfhörer K, und ferner ist noch ein Regelwiderstand R vorhanden. Das Gitter wird über die Batterie B von einer Tonwechselspannung $U_{\sim}$, die man einem Tonfrequenzgenerator entnimmt, gespeist. Dabei darf natürlich keine Übersteuerung auftreten; man wählt daher die Spannung des Tongenerators nur so hoch, daß der Ton deutlich zu hören ist. Verändert man jetzt den Widerstand R, so ergibt sich ein Tonminimum. Der dabei eingestellte Widerstandswert von R wird mit einem Ohmmeter gemessen, und die Steilheit errechnet sich daraus zu $S = 1/R$. Das gilt aber nur, solange der Innenwiderstand der Röhre zu vernachlässigen ist; das ist bei Messungen an üblichen Röhren fast stets der Fall.

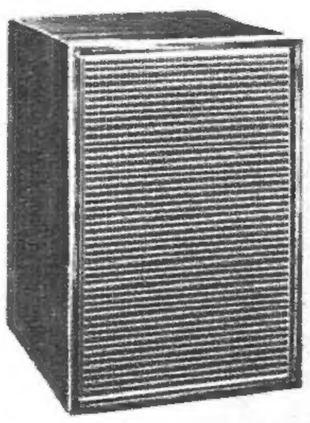
91 Eine Innenwiderstandsmessung mit Tonfrequenz ist mit der Schaltung im Bild 43 möglich. Das Gitter erhält über den Ableitwiderstand R und das Potentiometer P die richtige Vorspannung; über C ist ein Tongenerator mit regelbarer Ausgangsspannung angekoppelt. Im Anodenkreis liegt der Außenwiderstand $R\,1$; zur Speisung dient das Netzgerät mit etwa 200 V. Der Meßkreis ist kapazitiv über $C\,1$ angekoppelt, als Belastungswiderstand arbeitet $R\,2$, und mit V wird die auftretende Wechselspannung gemessen. Steuert man die Röhre richtig aus und ist $R\,2$ zunächst unterbrochen, so erhält man an V einen Spannungswert, den man sich notiert. Dann wird $R\,2$ zugeschaltet und so lange verkleinert, bis die Spannung auf den halben Wert zurückgegangen ist. Jetzt kann man $R\,2$ mit einem Ohmmeter oder in einer Gleichstrommeßbrücke messen, und der erhaltene Wert entspricht dem Innenwiderstand R_i der Röhre. Wir haben dieses Verfahren schon in früheren Abschnitten dieser Beitragsreihe kennengelernt.

Sonstige Messungen an Röhren bei Niederfrequenz sind weder sinnvoll noch gebräuchlich, weil, wie schon erwähnt, die Daten weitgehend mit denen bei Gleichstrom übereinstimmen. Lediglich im Hochfrequenzgebiet, das später behandelt wird, ergeben sich andere Verhältnisse. (Fortsetzung folgt)

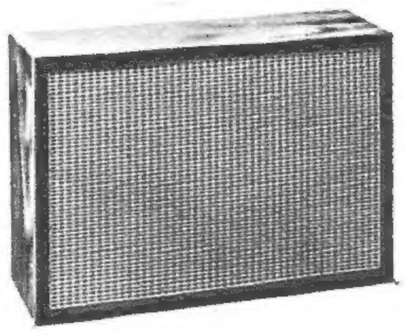


Lautsprecher-Neuheiten

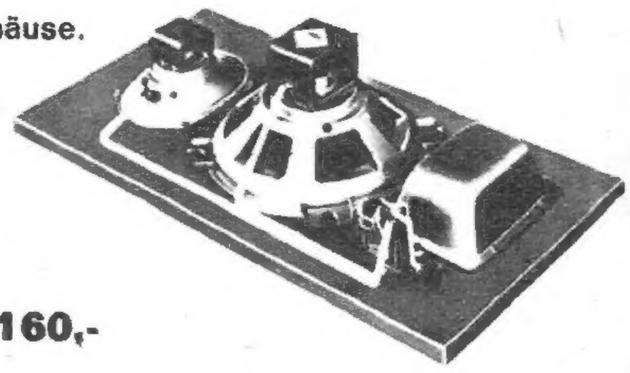
Neue Kleinst-Kompakt-Box KSB 12/8,
komplett anschlußfertig, in echt furniertem Nußbaumgehäuse, neue Speziallautsprecher bieten gleichmäßigen Frequenzgang von 60 bis 20000 Hz. Anpassung an 4-16 Ohm möglich.
Unverbindlicher Richtpreis: **DM 135,-**



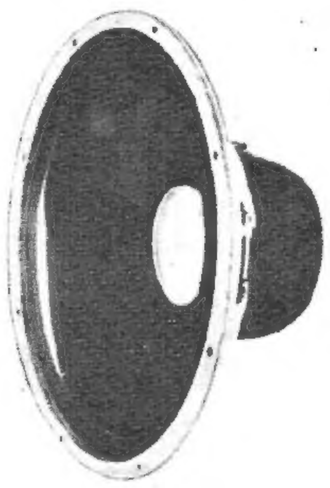
Tisch-Wand-Lautsprecher ZL 4/4
4 Watt, im Edelholzgehäuse mit Lautstärkeregler. Vorbereitet zum Trafoeinbau. Frequenzbereich 110-12000 Hz. Impedanz 4,5 Ohm.
Unverbindl. Richtpreis: **DM 39,50**



HiFi-Bausatz BS 35/8
für Betrieb im geschlossenen Gehäuse. Diese hochwertige Kombination (45-20000 Hz) bietet allen Bastlern die Möglichkeit, mit ISOPHON-Kompakt-Lautsprechern Boxen in HiFi-Qualität zu bauen. Spitzenbelastbarkeit 35 Watt.
Anpassung an 4 – 16 Ohm.
Unverbindlicher Richtpreis **DM 160,-**



Großlautsprecher P 385/100 A
für leistungsstarke Anlagen maximal 75 Watt belastbar. Zur Wiedergabe tiefer Frequenzen von Musikinstrumenten oder zur Verwendung in Kinoanlagen. Mit schwerem Magnetsystem und 100 mm Schwingspulendurchmesser.
Unverbindl. Richtpreis: **DM 660,-**



ISOPHON-WERKE G.M.B.H. BERLIN

Lieferung über den Fachhandel
Prospekte durch unsere Vertretungen

Bitte besuchen Sie uns auf der Hannover-Messe, Halle 11, Stand 41

KLEMT ANTENNENTESTGERÄTE

µV - mV - Meter
transistorisiert
für VHF-UHF
leicht tragbar

ARTHUR KLEMT 8031 OLCHING BEI MÜNCHEN ROGGENSTEINER STR. 19

METALLGEHÄUSE
für Industrie und Bastler
PAUL LEISTNER HAMBURG
HAMBURG-ALTONA · CLAUSSTR. 4-6

Rundfunk-Transformatoren
für Empfänger, Verstärker
Meßgeräte und Kleinsender
Ing. Erich u. Fred Engel GmbH
Elektrotechnische Fabrik
62 Wiesbaden-Schierstein

ELKA-BILDRÖHREN
systemerneuert – eigene Fabrikation
1 Jahr Garantie – Preisliste bitte anfordern

ALTKOLBEN-ANKAUF
bitte Mengen- und Typenangabe

ELKA-ELECTRONIC
Bildröhrentechnik Karl Kampe
322 Alfeld/Leine · Postfach 132
Telefon 05181/2575

Neue Empfänger

Neue Fernsehempfänger

Metz

Auf der Hannover-Messe 1966 wird *Metz* als Neuheit das 65-cm-Fernsehgerät „Panama" vorstellen, das sich durch einen im Gehäuse schwenkbaren Bildschirm auszeichnet. Dadurch ergibt sich eine gewisse Freizügigkeit in der Wahl des Aufstellungsplatzes für das Gerät, da man den günstigsten Blickwinkel durch Schwenken des Bildschirms einstellen kann. Weiterhin fällt die übersichtliche Gliederung des Bedienungsfeldes auf, dessen oberer Teil durch waagerechte Lautsprecherschlitze aufgelockert wird, hinter denen die beiden Lautsprecher angeordnet sind. Das Bedienfeld bildet ein langgestrecktes Rechteck, in dem die vier VHF-Tasten des Tastentuners über den vier UHF-Tasten liegen. Links davon befinden sich die vier Regler für Lautstärke, Klang, Kontrast und Helligkeit sowie die Ein-Aus-Taste. Zwischen den beiden Tastenreihen liegt die Senderskala, die in VHF-Sendebereich (oben) und UHF-Bereich (unten) unterteilt ist.

Siemens

Als erste Geräte ihres Programms für die Saison 1966/67 stellt *Siemens* vier Fernsehempfänger der „Bildmeister"-Serie vor, von denen das Standgerät „FS 80" sowie die Tischgeräte „FT 86" und „FT 88" mit 65-cm-Bildröhren bestückt sind, während es sich beim „FT 85" um ein 59-cm-Tischgerät handelt. Alle Geräte haben asymmetrische Gehäuse mit rechts neben der Bildröhre angeordneten Bedienungsorganen und Frontlautsprecher („FT 86" hat zusätzlich noch einen Seitenlautsprecher). Für die Tischgeräte steht neben Einschraubbeinen und Fernsehkonsolen ein neuartiges Drehgestell zur Verfügung, das am Gehäuseboden angeschraubt wird und aus einer 47 cm hohen senkrechten Säule mit vier standfesten Füßen besteht.

Telefunken

Telefunken ergänzte das Fernsehempfängerprogramm durch das 59-cm-Tischgerät „FE 2046 T" und die Standgeräte „FE 226 St" mit 59-cm-Bildröhre und „FE 366 St" mit 65-cm-Bildröhre. Die neuen Geräte sind mit einer Programmwählautomatik mit 6 Stationstasten und nach vorn strahlenden Lautsprechern ausgerüstet. Bei den Standgeräten lassen sich die Bildröhre und die Bedienungsleiste mit einer abschließbaren Jalousie verdecken. Als Zubehör sind die Fernbedienung „FR 7", die Zusatzlautsprecher „RS 4" und „RS 5" sowie die Kopfhörer „DT 96" und „DT 96 V" (für drahtlose Übertragung über eine Induktionsschleife) lieferbar.

Neue Reiseempfänger von Akkord

Neben dem bereits im Heft 6/1966, S. 190, beschriebenen Reiseempfänger „Transola Royal" mit Sender-Suchlaufautomatik brachte *Akkord-Radio* jetzt zwei weitere neue Empfänger heraus. „Jerry", der die Bereiche UML empfängt, ist mit 9 Transistoren und 5 Dioden bestückt und hat die Abmessungen 19 cm × 9,5 cm × 4,5 cm. Als Typ „Jerry K" ist er auch mit den Bereichen UKM erhältlich. In einem mit moderner Teakmaserung bedruckten Kunststoffgehäuse erscheint der Universalempfänger „Kessy 830" (UKML, 10 Trans + 5 Halbleiterdioden, eisenlose 2-W-Endstufe). Für Autobetrieb ist eine leicht montierbare Autohalterung und für den Betrieb als Heimgerät ein Netzteil lieferbar.

Autosuper „Hildesheim"

Der neue Autosuper „Hildesheim" von *Blaupunkt* zeichnet sich durch besonders geringe Gehäuseabmessungen (17,9 cm × 4,2 cm × 11,6 cm) aus, so daß Einbauschwierigkeiten auch bei räumlich stark beengten Armaturenbrettern nicht auftreten dürften. Er hat die Empfangsbereiche ML und bietet mit seiner 2,5-W-Gegentakt-Endstufe ausreichende Lautstärkereserve. Das neue Autoempfängerprogramm von *Blaupunkt* enthält unter anderem noch die Autotonbandgeräte „I" und „II", die zum Abspielen von Tonbandkassetten des „Systems DC-International" bestimmt sind.

Neue Bücher

Halbleiter. Von R. Weinheimer. 3. Aufl., Stuttgart 1965, Standard Elektrik Lorenz AG. 253 S. m. zahlr. B. u. Tab. DIN A 5, brosch. Schutzgebühr 5,– DM.

Bei den Halbleiter-Bauelementen ist es infolge der schnell verlaufenden Entwicklung neuer Technologien im Gegensatz zu den Röhren bisher nur in Ansätzen zu einer Typenstandardisierung gekommen. Der Entwicklungsingenieur muß daher aus den Unterlagen der verschiedenen Hersteller die für den jeweiligen Verwendungszweck geeigneten Typen mühsam auswählen. Der Service-Techniker steht bei Reparaturen vor dem schwierigen Problem des Austausches heute nicht mehr gefertigter Transistoren. Beide werden sich mit großem Nutzen dieses Buches bedienen, in dessen dritter Auflage über 400 Halbleitertypen neu aufgenommen wurden. Es enthält neben den für Neuentwicklungen bestimmten Halbleitern auch die Daten älterer Typen deutscher Hersteller. Die Einordnung erfolgte in Form von übersichtlichen Vergleichstabellen, die nach Anwendungsgebiet, Halbleitermaterial und Dotierung in rund 50 Gruppen unterteilt sind. Den Schluß des Buches bilden 22 grafische Darstellungen der wichtigsten Kennwerte einer Reihe von Transistoren verschiedener Technologien, Dotierungen und Halbleitermaterialien, die den international erreichten Stand auf diesem Gebiet kennzeichnen. *Gu.*

BESTE GELEGENHEIT

für strebsamen und selbständigen

Radio- und Fernsehtechniker

Spezialwerkstatt, kompl. ausgerüstet u. besetzt mit großem Stammkundenkreis, in unterfränk. Kreisstadt zu verpachten. (Keine Meisterprüfung erforderlich.)

Anfragen mit Lebenslauf und Lichtbild erbeten unter **F. P. 8481.**

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Pl. 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1–84 509

Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse. **Röhren-Müller,** Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

Kaufen Funkeninduktor, auch altes Modell
FÖLLER MOTOREN
1 Berlin 61, Lindenstraße 42

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A4. 2300 Bilder. 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

LOEWE OPTA GMBH

Werk Berlin

sucht für interessante Aufgaben im Sektor Elektronen-Blitzgeräte einen jüngeren

INGENIEUR (HTL)

mit Kenntnissen auf dem Gebiet der Hochfrequenztechnik und nach Möglichkeit mit praktischen Erfahrungen auf dem Gebiet der Qualitätskontrolle und -Überwachung in einer relativ selbständigen Stellung.

Interessierte Bewerber bitten wir, eine Kurzbewerbung mit den wichtigsten Angaben über Berufserfahrung, Gehaltswünsche, frühesten Eintrittstermin und Lichtbild zur Kontaktaufnahme an unser Personalbüro, 1 Berlin 46, Teltowkanalstr. 1-4, zu richten

Converter und Tuner

ETC 17 Deutscher Industrie Trans.-Tuner, Trans.: 2 × AF 139, Feintrieb-Baluntrafo, kleines Modell, St. **38,50,** 3 St. à **37,-,** 10 St. à **35,-,** 25 St. à **32,-**

UC 117 Noris-Trans-Converter, modernes Flachgehäuse, UHF-VHF-Drucktastenumschalter, automat. Netzschalter, beleuchtete Linearskala, Trans.: 2 × AF 139, 1 St. **69,50,** 3 St. à **64,-,** 10 St. à **62,50**

ETC 9 UHF-Trans.-Schnelleinbau-Converter-Tuner. Einfachste Rückwandmontage, Gerät vollkommen verdrahtet, es brauchen nur 2 Drähte angeschlossen werden. Transistoren: 2 × AF 139. 1 St. **54,-,** 3 St. à **52,-,** 10 St. à **49,-**

ETC 12 Trans.-UHF-Converter-Tuner, mit 2 Trans. AF 139, Feintrieb und Baluntrafo, 1 St. **42,-,** 3 St. à **39,-,** 10 St. à **37,50**

TT 49 Telefunken-Converter-Tuner, mit Heiztrafo, dadurch kein Auftrennen der Heizleitung, Rö.: EC 88, EC 86, Winkelfeintrieb mit Bauanleitung. 1 St. **37,50,** 3 St. à **35,-,** 10 St. à **30,-**

TT 50 dito, Telefunken-Normal-Tuner mit Heiztraf. Rö.: EC 86, EC 88. St. **37,50,** 3 St. à **35,-,** 10 St. à **30,-**

UT 67 Transistor-Tuner, für alle FS-Geräte, untersetzter Antrieb 1:5,25, besonders rauscharm, Trans.: 2 × AF 139. St. **49,50,** 3 St. à **44,50,** 10 St. à **42,50**

3025-004 Grundig-Universal,Rö.-Tuner mit Aufblaskappe und ZF-Verstärker, Rö.: PC 86, PC 88, EF 184. 1 St. **59,50,** 3 St. à **54,50,** 10 St. à **49,50**

GT 18 UHF-Tuner mit 2 Telefunken-Rö., ausgebaut, überprüft, betriebsbereit. 1 St. **26,50,** 3 St. à **24,50,** 10 St. à **21,50**

Noch lieferbar Original-Tuner: Metz-Mende-Saba, Siemens-Graetz-Telefunken. 1 St. **45,-,** 10 St. à **39,50**

Siemens-Trans. AF 139, 1 St. **8,50,** 10 St. à **7,95,** 25 St. à **7,50,** 100 St. à **6,50**

Versand per Nachnahme ab Lager rein netto. Verlangen Sie Radio-Elektro-Katalog FT.

CONRAD, 8452 Hirschau, Abt. FT 3
Katalog 22/222 FS. 063 805

Zur Ergänzung unserer Redaktion

suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt oder Wirtschaftsingenieur

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oderPresse sowie technischem Verständnis, die an einer entwicklungsfähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch an

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52)

Eichborndamm 141-167

Suchen für unsere Rundfunk- und Fernsehwerkstatt qualifizierte Fachkraft als

Werkstattleiter

(Raum Norddeutschland).
Zuschriften erbeten unter **F. Q. 8482**

Gutfundierter, aktiver Handelsbetrieb sucht weitere

Generalvertretung der Radio- und Fernsehbranche

für die ganze Schweiz. Beste Verkaufsorganisation mit geschultem Vertreterstab. Seit Jahren bei der gesamten Händlerschaft gut eingeführt. Große Lagerhaltung möglich, zentraler Geschäftssitz.

Angebote erbeten unter **F. R. 8483**

TRANSFORMATOREN

Wir suchen für unsere Wickelei noch kleinere Daueraufträge in den Größen M 32 – M 65, wir sichern Ihnen einwandfreie Arbeit zu. Interesse besteht jedoch nur an größeren Stückzahlen.

Fordern Sie unsere Angebote – Momentan noch kurze Lieferzeiten.

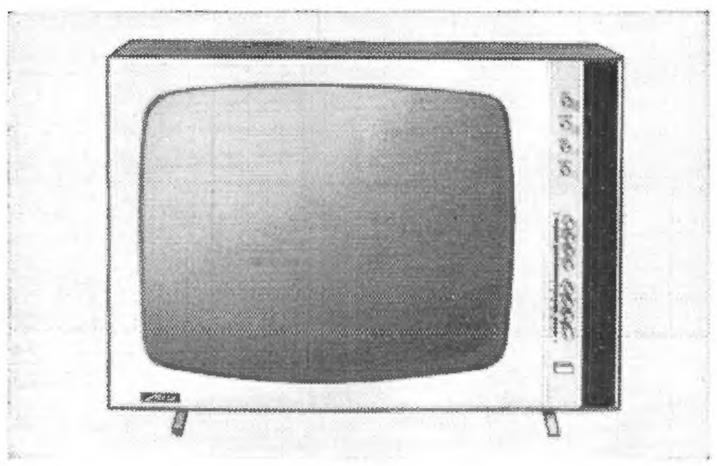
H. Krauskopf – ELEKTRONIK – Transformatoren
7541 Engelsbrand/Calw
7531 Büchenbronn/Pforzheim

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Abonnementspreis bei Postbezug im Inland monatlich 3,55 DM einschl. Postgebühren, im Ausland 3.70 DM zuzüglich Porto. Einzelheft im In- und Ausland 1,90 DM zuzüglich Porto. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof

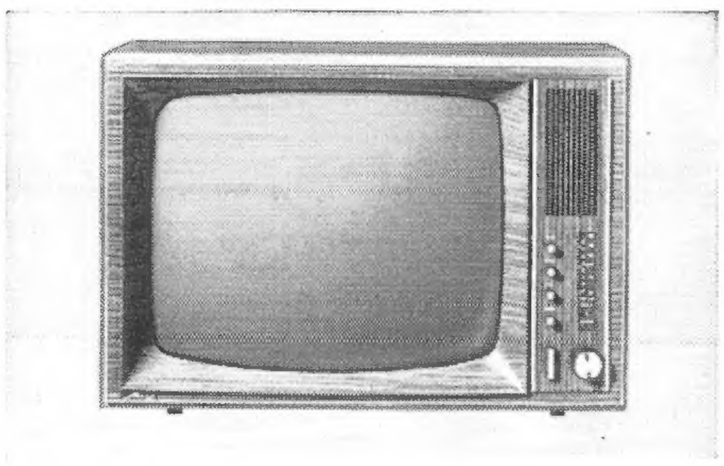
3109 Nagel,Wilh.
Vorholzstr.25a

Mit „Panama" ist Metz einen Schritt voraus. Eine ganz neue Form wurde geschaffen. Mit einer echten Funktion : Der Bildschirm ist schwenkbar. Das ist neu ! Der Vorteil ? Verzerrungsfreie Vollsicht, auch bei stark seitlichem Blickwinkel. Deshalb kann das Gerät freizügig, entsprechend der Wohneinrichtung, aufgestellt werden. Das — und auch die exklusive Form (für „die gute Industrieform" ausgezeichnet) — sind zündende Verkaufsargumente, die beim Kunden sofort ankommen. Die altweiße Front kontrastiert apart mit dem schmalen Edelholzgehäuse in Nußbaum, Rüster oder Palisander. — Exklusiv ist auch die technische Ausstattung : 65-cm-Panorama-Bild — Programmschnellwahl durch 8 Tasten (4 VHF/4 UHF) — Senderautomatik — 2 perm.-dyn. Frontlautsprecher — Hochleistungs-(Mesa-) Transistorenschaltung — 3- bzw. 4stufiger ZF-Verstärker — Vollautomatik-Technik.

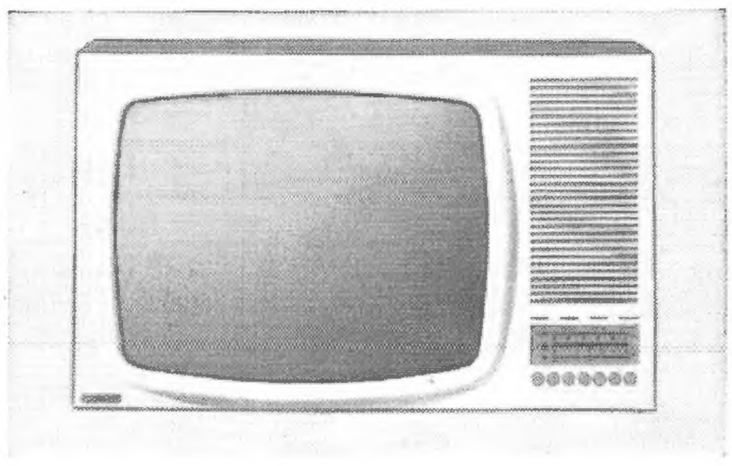
Und hier noch drei Modelle aus dem erfolgreichen Metz-Programm :



Metz-Madras Vollautomatik. Programmschnellwahl durch 8 Tasten. Senderautomatik. Neue, elegante Frontgestaltung.



Metz-Java S Vollautomatik. Holzdekor-Front. Programmschnellwahl durch den neuen Metz-Novamat, Schalttuner mit Senderautomatik.



Metz-Mallorca Vollautomatik. Das mehrfach für „die gute Industrieform" ausgezeichnete Modell. 7 Tasten. Frontlautsprecher.